6/50

Interessante buitenbeentjes

Inhoud

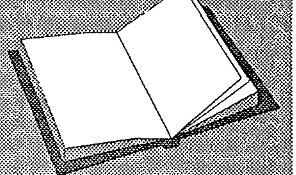
6/50.1

1069APA, een telefoon omschakelaar

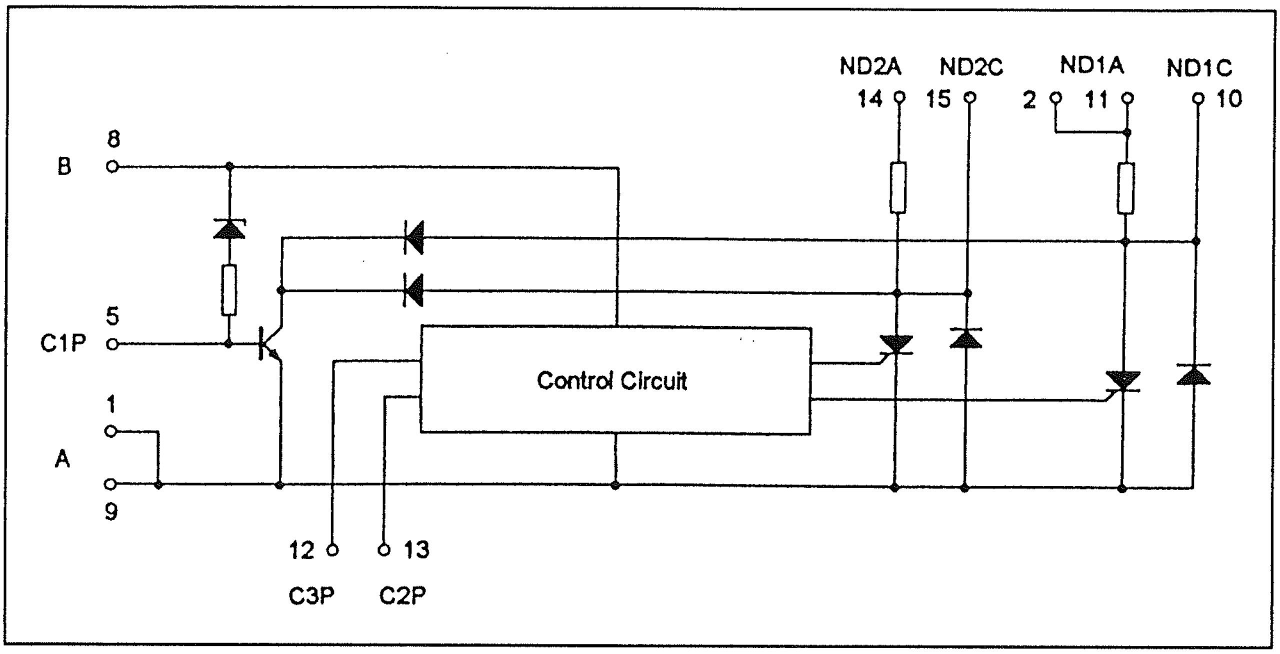
De telefoon omschakelen
De meeste mensen hebben meer dan een telefoon op de telefoonlijn van de PTT aangesloten. Er zullen echter weinig knutselaars zijn die het officiële schema aanhouden voor het aansluiten van een tweede telefoon. Meestal worden de a en b aders van de PTT-lijn doorgetrokken door het huis en de tweede telefoon wordt daar parallel op aangesloten. In principe werkt dit systeem uitstekend, maar er zijn toch wat probleempjes. Als men wordt opgeroepen gaan beide telefoons over. Nadien kan men beide hoorns opnemen en via beide toestellen het gesprek volgen, afluisteren van de lijn is dus mogelijk. De lijn blijft steeds volledig beschikbaar voor beide toestellen. Als een van de toestellen een automatische fax bevat, heeft het geen zin het gesprek op te nemen met het tweede toestel. Na enige seconden gaat de fax irritant piepen door het telefoongesprek heen. Er zijn natuurlijk al talrijke nabouwschakelingen beschreven van zogenoemde telefoon omschakelaars. Die apparaatjes zorgen ervoor dat de lijn maar door één apparaat in beslag kan worden genomen, namelijk dat waarvan de hoorn het eerst wordt opgenomen en dat het tweede toestel dood blijft.

De 1069APA van Alpha Microelectronics
De 1069APA van Alpha Microelectronics is een DIL-16 IC, dat speciaal werd ontwikkeld voor het op de allereenvoudigst mogelijke manier maken van een telefoon omschakelaar. Naast dit IC heeft men slechts drie condensatoren en twee LED's nodig.
Het IC verzorgt het omschakelen tussen twee telefoons die op een gemeenschappelijke PTT-lijn zijn aangesloten. De schakeling heeft de volgende eigenschappen:
- parallelle schakeling van twee telefoontoestellen op één PTT-lijn;
- beide apparaten bellen bij een binnenkomend gesprek;
- de telefoon waarvan de hoorn het eerst wordt opgenomen wordt verbonden met de PTT-lijn;
- het tweede toestel wordt volledig afgeschakeld;
- afluisteren via het tweede apparaat is echter wél mogelijk;
- bij het maken van een verbinding zijn de kiespulsen niet hoorbaar in het tweede apparaat;

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/20.1
Hoofdstuk 3/20.4
Hoofdstuk 3/20.5



50.1 1069APA, een telefoon omschakelaar



Figuur 6/50.1-1: Het intern blokschema en de aansluitgegevens van de 1069APA.

- doorschakelen van actief naar passief toestel is mogelijk.

Technische gegevens
In het kort de technische gegevens van dit IC, dat men met recht en reden een "interessant buitenbeentje" kan noemen!
- fabrikant: Alpha Microelectronics
- behuizing: DIL-16
- ingangsspanning: 160 V max.
- ingangsstroom: 100 mA max.
- vermogen: 1 W max.
- sperstroom afgeschakelde telefoon: 400 µA max.
- doorslagspanning interne zener's: 80 V max.
- verzadigingsspanning bij inschakelen: 6 V max.
- bedrijfsstroom: 1 mA max.
- lekstroom: 100 µA max.

Aansluitgegevens en intern blokschema
Het intern blokschema van de 1069APA is getekend in figuur 6/50.1-1. In dit blokschema zijn ook de aansluitgegevens opgenomen, maar natuurlijk zeggen omschrijvingen als "ND2A" of "C1P" niet erg veel.

Vandaar dus een beschrijving van de functie van de pennen:
- pen 1, A:
  ader A van telefoonleiding
- pen 2, ND1A:
  eerste telefoon en anode van LED
- pen 3, NC:
  niet gebruikt
- pen 4, NC:
  niet gebruikt
- pen 5, C1P:
  condensator C1, positieve plaat
- pen 6, NC:
  niet gebruikt
- pen 7, NC:
  niet gebruikt
- pen 8, B:
  ader B van telefoonleiding
- pen 9, A:
  ader A van telefoonleiding
- pen 10, ND1C:

50.1 1069APA, een telefoon omschakelaar

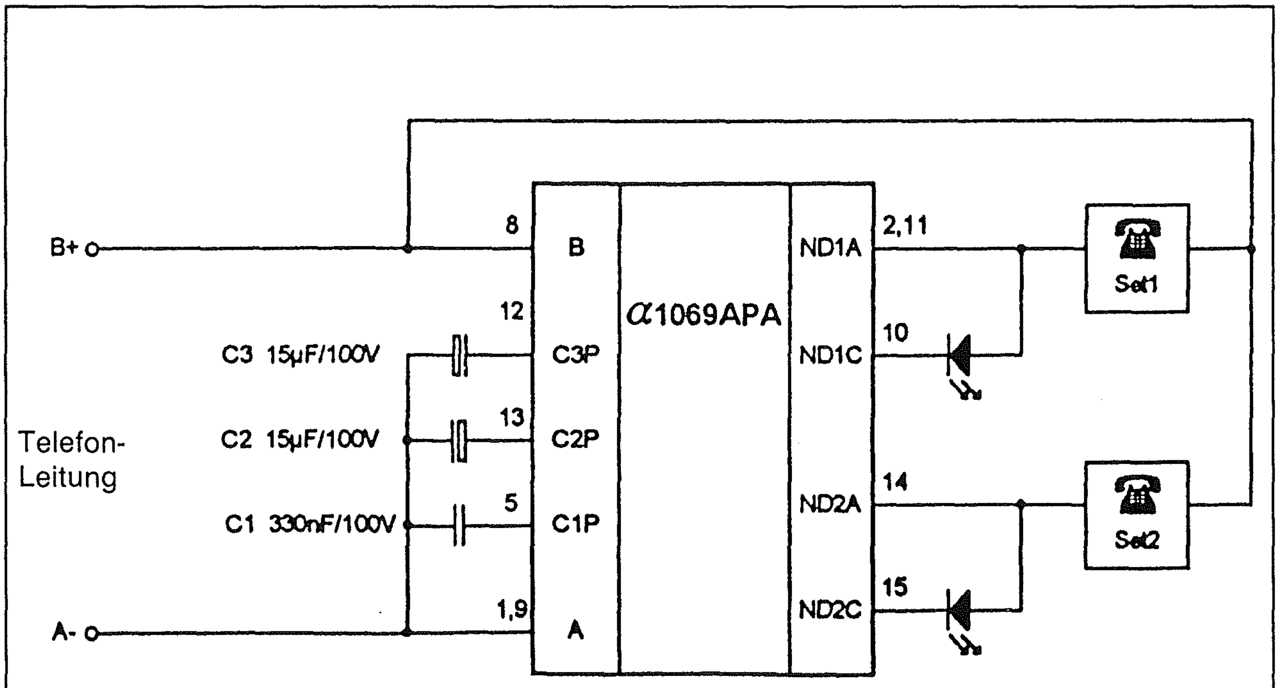
eerste telefoon en kathode van LED
- pen 11, ND1A:
  eerste telefoon en anode van LED
- pen 12, C3P:
  condensator C3, positieve plaat
- pen 13, C2P:
  condensator C2, positieve plaat
- pen 14, ND2A:
  tweede telefoon en anode LED
- pen 15, ND2C:
  tweede telefoon en kathode LED
- pen 16, NC:
  niet gebruikt

De 1069APA in de praktijk

Met een dergelijk voor één specifieke toepassing ontwikkeld IC kan men niet veel meer dan de applicatie-gegevens van de fabrikant publiceren. Figuur 6/50.1-2 geeft dan ook hét schema rond deze schakeling. De twee LED's geven aan welke telefoon actief is. In figuur 6/50.1-3 is deze schakeling op print gezet, de componentenopstelling is getekend in figuur 6/50.1-4.

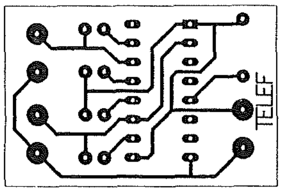
Opmerking

Als de belpulsen op de PTT-lijn groter zijn dan 70 V, moet men de onderstaande wijzigingen in het schema aanbrengen:
- de condensator C1 kan vervallen;
- pen 5 wordt verbonden met pen 9;
- pen 5 wordt verbonden met pen 1.

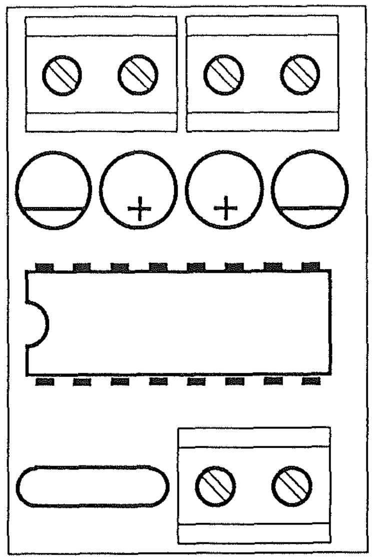


Figuur 6/50.1-2: Het praktisch schema van een telefoon omschakelaar met de 1069APA.

50.1 1069APA, een telefoon omschakelaar



Figuur 6/50.1-3: Het printje voor het schema van figuur 6/50.1-2.



Figuur 6/50.1-4: De componentenopstelling van de print.

6/50.2

MAX471 en MAX472, stroomsensoren met spanningsuitgang

Inleiding

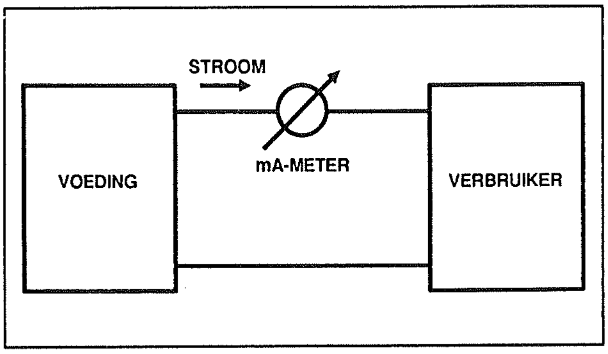
Het meten van stroom

Vroeger, in het analoge tijdperk, was het geen probleem een stroom te meten. Het volstond immers, zie figuur 6/50.2-1, een mA-meter in de leiding op te nemen en klaar was kees. Tegenwoordig liggen deze zaken wat ingewikkelder. Men wil natuurlijk digitaal meten. Geen probleem want er zijn reeds voor een paar tientjes bouwpakketjes van digitale meetmodules in de handel, met een uitlezing tot "999". Maar al deze digitale modules zijn in principe spanningsmeters. De te meten stroom moet dus in ieder geval omgezet worden in een spanning. Op zich is dat geen probleem, want dank zij de wet van Ohm kan men een stroom omzetten in een spanning, die recht evenredig is met de stroom.

Het volstaat een kleine stroomsensor weerstand in de leiding op te nemen. De spanningsval over deze weerstand is recht evenredig met de stroom die door de weerstand vloeit.

Geen massa-referentie

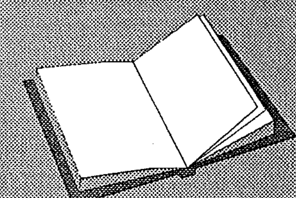
Het probleem is echter dat een dergelijk meetsysteem geen referentie aan de massa heeft. Zoals uit figuur 6/50.2-2 blijkt, zijn beide aansluitingen van de stroomsensor weerstand "heet".



Figuur 6/50.2-1: Het meten van stromen in het analoge tijdperk.

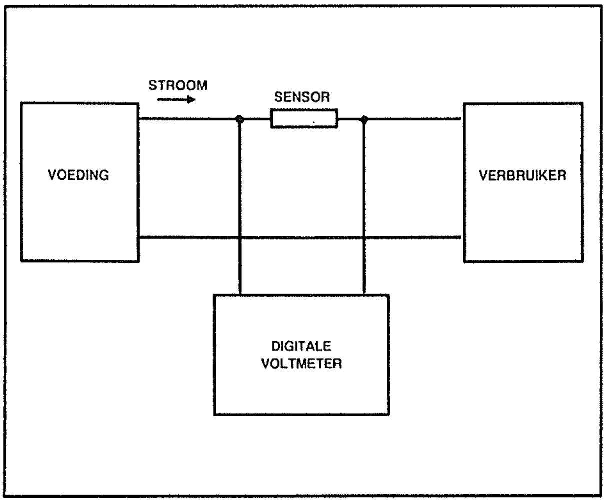
Men kan dus niet zonder meer de twee ingangen van de digitale meter over de sensor aansluiten. Een van die twee ingangen ligt waarschijnlijk aan de aarde en men zou een behoorlijke kortsluiting veroorzaken. Het enige dat er op zit, is de twee aansluitingen van de sensor weerstand te verbinden met de twee ingangen van een hoog-ohmige verschilversterker, die het verschil berekent tussen de linker en rechter spanning en nadien dit span-

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/8.1.3
Hoofdstuk 3/8.2.2



50.2 MAX471 en MAX472, stroomsensoren met spanningsuitgang

ningsverschil refereren naar de massa. Dat wil zeggen dat een spanningsval van 1 V over een sensorweerstand van 1 Ω uiteindelijk wordt omgezet naar een spanning van +1 V ten opzichte van de massa. Alleen op deze manier zal de digitale module een indicatie van "1.00" geven als de te meten stroom gelijk is aan 1 A. Een tamelijk ingewikkelde klus!



Figuur 6/50.2-2: Stromen meten in het digitale tijdperk is toch wel iets ingewikkelder!

Speciale IC's

Gelukkig zijn er IC-fabrikanten die zich van dit probleem bewust zijn geworden en in één IC een stroomsensor weerstand en de noodzakelijke verschilversterker plus massa-referentie hebben ingebouwd. De interessantste en veelzijdigste IC's zijn zonder meer de MAX471 en MAX472 van Maxim. Met deze IC's kan men de spanningsval over een interne (MAX471) of externe (MAX472) sensorweerstand zonder extra schakelingen opzetten in een naar de massa gerefereerde spanning. Deze spanning kan dan digitaal gemeten worden en is een maat voor de stroom.

De MAX471

Ingebouwde stroomsensor weerstand

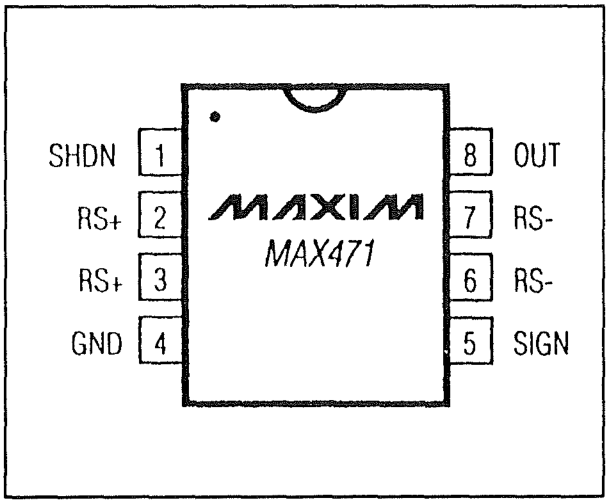
De MAX471 van Maxim is een bidirectionele stroomsensor die overal ingezet kan worden waar het nauwkeurig meten van een opgenomen gelijkstroom van groot belang is. Het IC heeft een ingebouwde stroomsensor weerstand met een waarde van 35 mΩ en kan stromen verwerken tot +/-3 A. Een SIGN-uitgang met open collector geeft de stroomrichting aan, zodat bij het bewaken van accumulatoren de schakeling duidelijk maakt of de accu geladen dan wel ontladen wordt. Het eigen stroomverbruik is kleiner dan 100 μA, waarbij de stroom via een standby-modus tot 5 μA terug gebracht kan worden. Op de uitgang ontstaat een gelijkspanning die recht evenredig is met de stroom die door de sensorweerstand vloeit.
De omzettingsfactor bedraagt 1 V per Ampère. De MAX471 is bruikbaar in systemen met voedingsspanningen tussen +3 V en +36 V.

Technische gegevens

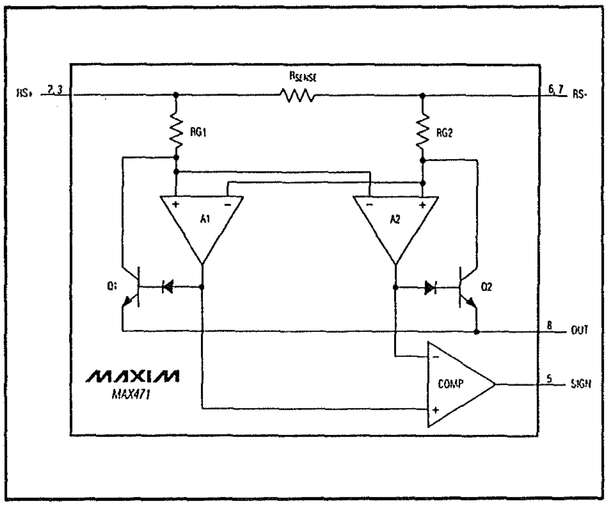
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 6/50.2-3
- intern blokschema: figuur 6/50.2-4
- voedingsspanning:
  3 V min.
  36 V max.
- voedingsstroom:
  50 μA typisch
  100 μA max.
  5,0 μA max. bij stand-by
- meetstroom: +/-3,3 A max.
- verschilspanning over sensor:
  +/-0,3 V max.
- sensorweerstand:
  35 mΩ typisch
  70 mΩ max.

50.2 MAX471 en MAX472, stroomsensoren met spanningsuitgang

- SIGN-drempel: +/-6,0 mA
- SIGN-stroom: 0,1 mA min.
- SIGN-lekstroom: 1,0 µA max.
- SHDN ingangsspanning:
  "L": 0,3 V max.
  "H": 2,4 V min.
- SHDN ingangsstroom: 1,0 µA max.
- OUT spanning: V_{BB} - 1,5 V max.
- OUT weerstand: 3 MΩ typisch
- OUT stijgtijd: 4 µs typisch
- OUT daaltijd: 15 µs typisch



Figuur 6/50.2-3: Aansluitgegevens van de MAX471.

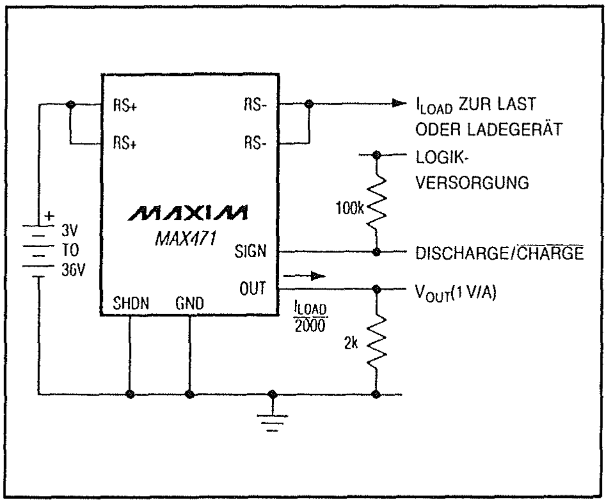


Figuur 6/50.2-4: Intern blokschema van de MAX471.

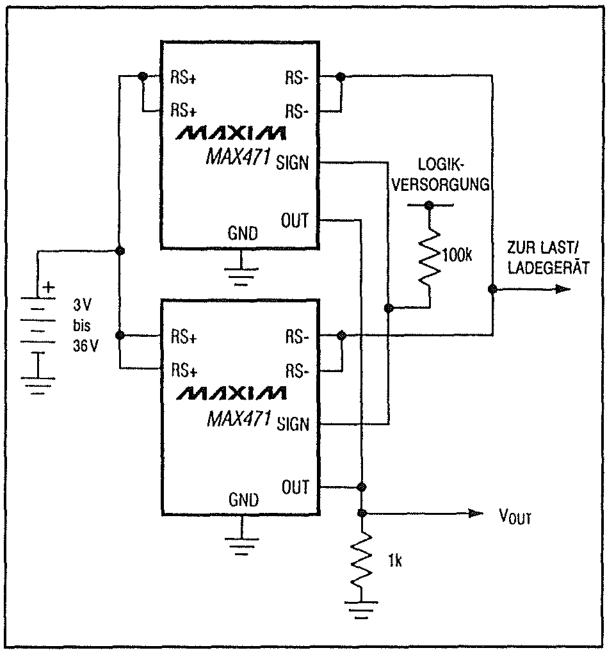
Werkingsbeschrijving
Aan de hand van het intern blokschema is de werking van de schakeling vrij gemakkelijk te doorgronden. De stroom vloeit door de interne R_{SENSE} weerstand en wordt via de weerstanden RG aangeboden aan een verschilversterker, die afhankelijk van de stroomrichting een van de twee interne transistoren in geleiding stuurt. Een interne schakeling verhindert dat beide transistoren gezamenlijk in geleiding worden gestuurd. De uitgangsspanning op OUT is recht evenredig met de door de sensorweerstand vloeiende stroom. De OUT moet worden afgesloten met een belastingsweerstand. Heeft deze een waarde van exact 2 kΩ, dan levert de uitgang een spanning van 1 V per Ampère stroom. De algemene formule voor het berekenen van de uitgangsspanning wordt gegeven door:
$V_{OUT} = \{R_{SENSE} * R_{OUT} * I_{LOAD}\}/R_G$
SIGN levert een signaal dat afhankelijk is van de stroomrichting door de sensorweerstand. Deze uitgang heeft een open-collector structuur en moet afgesloten worden met een weerstand naar een positieve spanning.

Praktijkschakelingen rond de MAX471
In figuur 6/50.2-5 is de standaardschakeling rond de MAX471 getekend, met een schaalfactor van 1 V/A en laad/ontlaad indicatie. De open-collector uitgang SIGN moet via een weerstand verbonden worden met een voedingsspanning van maximaal +40 V. Bij het ontwerpen van een print moet men er rekening mee houden dat de aansluitpennen RS+ en RS- met zo groot mogelijke kopervlakken verbonden moeten worden. De in de sensorweerstand opgewekte warmte wordt namelijk via de aansluitpennen 2, 3, 6 en 7 afgevoerd naar de buitenwereld en de koper-

vlakken op de print zorgen voor de koeling.



Figuur 6/50.2-5: De standaardschakeling rond de MAX471.



Figuur 6/50.2-6: Het verhogen van de maximaal te meten stroom door het parallel schakelen van meerdere IC's.

Door het parallel schakelen van meerdere MAX471 IC's kan men de te meten stroom opvoeren. In het voorbeeld van figuur 6/50.2-6 bedraagt de te meten stroom +/-6 A. De OUT- en SIGN-uitgangen worden parallel geschakeld. Let er wel op dat de weerstand tussen de OUT-pennen en de massa nu verlaagd moet worden als men prijs stelt op de handige schaalfactor van 1 V/A. De standaardwaarde van 2 kΩ moet worden gedeeld door het aantal IC's dat parallel wordt geschakeld.

Belangrijke opmerking
De MAX471 moet rechtstreeks in de print gesoldeerd worden, dus zonder gebruik te maken van een IC-voetje. De overgangsweerstanden tussen de IC-pennetjes en de contacten van een IC-voetje kunnen zeer grote meetfouten introduceren! Bovendien verhindert het gebruik van een IC-voetje dat de pennen 2, 3, 6 en 7 de intern gegenereerde warmte goed afvoeren naar de koperen sporen op de print.

De MAX472

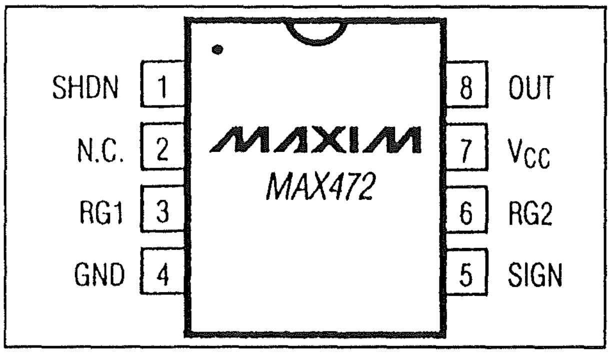
Externe stroomsensor

De MAX472 van Maxim is vrijwel identiek aan de MAX471. Het IC heeft echter géén ingebouwde stroomsensor weerstand, zodat men deze extern moet aanbrengen en afstemmen op de maximale waarde van de te meten stroom. Ook nu geeft een SIGN-uitgang met open collector de stroomrichting aan, zodat bij het bewaken van accumulatoren de schakeling duidelijk maakt of de accu geladen dan wel ontladen wordt. Op de uitgang ontstaat een meetspanning die recht evenredig is met de stroom die door de externe sensor vloeit. Het eigen stroomverbruik is kleiner dan 35 μA, waarbij de stroom via een

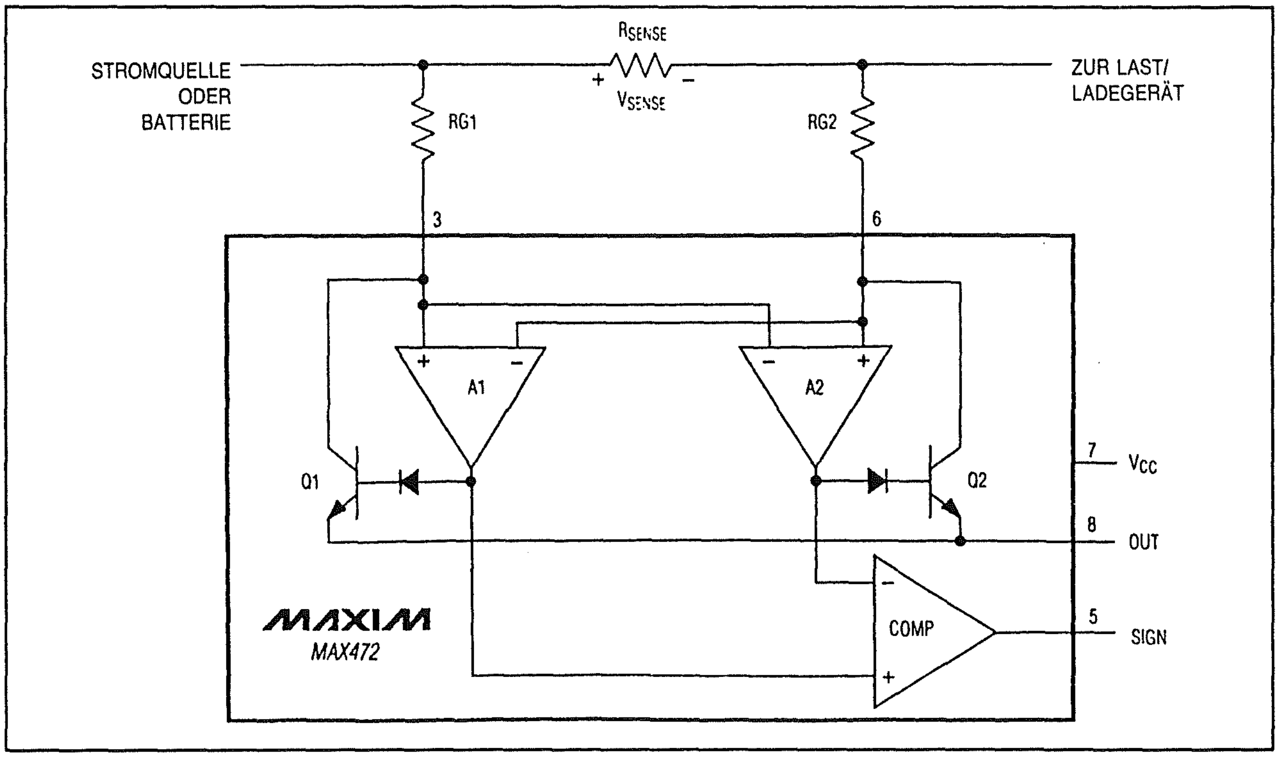
50.2 MAX471 en MAX472, stroomsensoren met spanningsuitgang

standby-modus tot 3 μA terug gebracht kan worden. De MAX472 is bruikbaar tussen 3 V en 36 V.

Technische gegevens
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 6/50.2-7
- intern blokschema: figuur 6/50.2-8
- voedingsspanning:
  3 V min.
  36 V max.
- voedingsstroom:
  20 μA typisch
  35 μA max.
  3,0 μA max. bij stand-by
- offsetspanning: 140 μV max.
- ingangsstroom: +/-3,0 μA max.
- SIGN-drempel: +/-140 μV max.
- SIGN-stroom: 0,1 mA min.
- SIGN-lekstroom: 1,0 μA max.
- SHDN ingangsspanning:
  "L": 0,3 V max.
  "H": 2,4 V min.
- SHDN ingangsstroom: 1,0 μA max.
- OUT spanning: V_{BB} - 1,5 V max.
- OUT weerstand: 3 MΩ typisch
- OUT stijgtijd: 4 μs typisch
- OUT daaltijd: 15 μs typisch



Figuur 6/50.2-7: Aansluitgegevens van de MAX472.



Figuur 6/50.2-8: Intern blokschema van de MAX472.

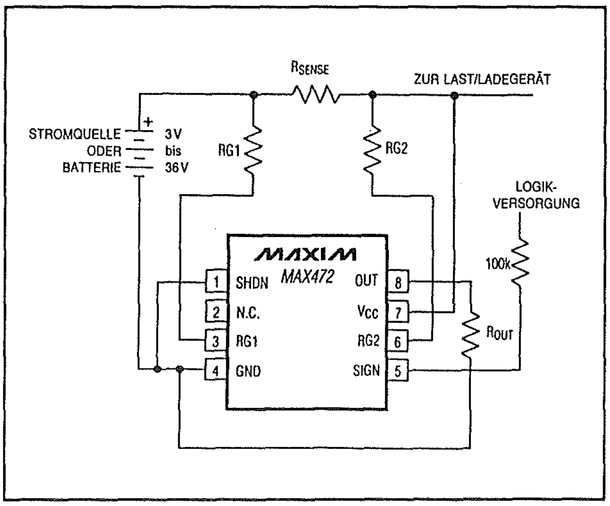
50.2 MAX471 en MAX472, stroomsensoren met spanningsuitgang

Werking van de MAX472

De stroom die vloeit door de externe R_{SENSE} weerstand wordt via de weerstanden RG aangeboden aan een interne verschilversterker, die afhankelijk van de stroomrichting een van de twee interne transistoren in geleiding stuurt. Een interne schakeling verhindert dat beide transistoren gezamenlijk in geleiding worden gestuurd. De uitgangsspanning op OUT is recht evenredig met de door de sensorweerstand vloeiende stroom. De OUT moet worden afgesloten met een belastingsweerstand. De algemene formule voor het berekenen van de uitgangsspanning wordt gegeven door:

$V_{OUT} = \{R_{SENSE} * R_{OUT} * I_{LOAD}\}/R_G$

SIGN levert een signaal dat afhankelijk is van de stroomrichting door de sensorweerstand. Deze uitgang heeft een open-collector structuur en moet afgesloten worden met een weerstand naar een positieve spanning.

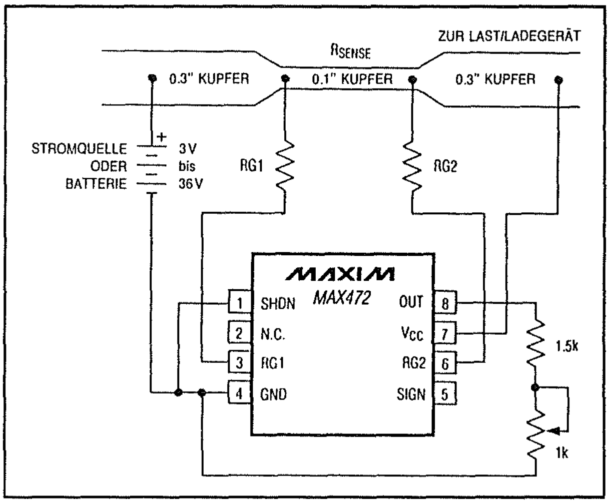


Figuur 6/50.2-9: Standaard-schakeling rond de MAX472.

De MAX472 in de praktijk

In figuur 6/50.2-9 is de standaard-schakeling rond de MAX472 met laad/ontlaad indicatie getekend.

De MAX472 kan ook gebruikt worden voor het meten van de stroom die door een koperbaan op een print vloeit. De R_{SENSE} is dan uiteraard de weerstand van het printspoortje, dat tussen de aansluitingen van de twee R_G-weerstanden is opgenomen. Een dergelijke toepassing is getekend in figuur 6/50.2-10.



Figuur 6/50.2-10: Met de MAX472 kan men ook de stroom meten, die door een printspoortje loopt.

De keuze van R_{SENSE}

In principe staat men vrij in de waarde van de externe sensorweerstand. Toch zijn er een aantal zaken waar men rekening mee moet houden.

- De spanningsval:
  Hoe groter de waarde van de sensorweerstand, hoe meer spanning de stroom er over zal opwekken. Dat is niet alleen vervelend vanwege de warmtedissipatie in de weerstand, maar ook omdat hierdoor de inwendige weerstand van de leiding waarin men de stroom meet gaat stijgen. Men doet er verstandig aan de kleinst mogelijke waarde voor deze weerstand te kiezen!

50.2 MAX471 en MAX472, stroomsensoren met spanningsuitgang

- De nauwkeurigheid:
  Een hogere waarde voor R_{SENSE} heeft echter wél tot gevolg dat de nauwkeurigheid van de uitgangsspanning bij het meten van kleine stromen toeneemt. Dit is logisch, immers de interne niet te compenseren offset-spanningen van de operationele versterkers hebben dan veel minder invloed.
- De kostprijs:
  Draadgewonden weerstanden met kleine toleranties (1 %) zijn vrij prijzig. Wil men de stroom met voldoende nauwkeurigheid meten om de toepassing van een digitaal meetmodule echt zinvol te maken, dan zal men toch dergelijke prijzige weerstanden moeten toepassen. Speelt de nauwkeurigheid niet zo'n grote rol, dan kan men, volgens figuur 6/50.2-10, de weerstand vervangen door een stukje printspoor. Omdat het vrijwel onmogelijk is een dergelijke weerstand met een kleine tolerantie te etsen, wordt in dit geval aanbevolen een potentiometer in de schakeling op te nemen, waarmee de schaalfactor geijkt kan worden. In het schema van figuur 6/50.2-10 is deze potentiometer reeds aanwezig.
  Een standaard printplaat met 64 µm koper heeft, bij een spoorbreedte van 2,5 mm, een soortelijke weerstand van 1 mΩ/ cm. Wil men een stroom van 10 A meten, dan moet men dus een printspoortje van 2,5 mm breed en 10 cm lengte als sensor inzetten. Rekening moet worden gehouden met de tamelijk grote temperatuurscoëfficiënt van koper.
  Deze bedraagt 0,4 %/°C, hetgeen betekent dat een temperatuursverhoging van het koperen sensorspoortje met slechts 2,5 °C al een meetfout van 1 % oplevert!

50.2 MAX471 en MAX472, stroomsensoren met spanningsuitgang

6/50.3

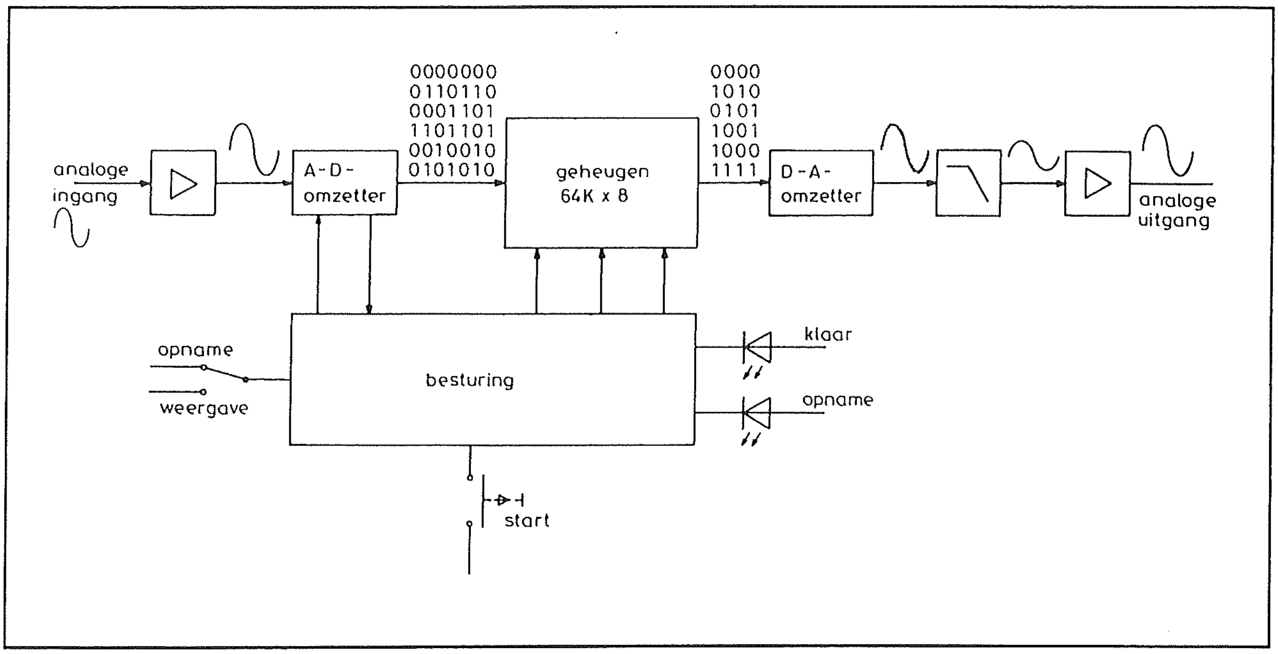
ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's

Inleiding
Het digitaliseren van de menselijke stem heeft uiteraard tal van nuttige en leuke toepassingen. Wat te denken van gesproken felicitatie-kaartjes, waar dus geen afgezaagd melodietje uit weerklinkt, maar een zélf ingesproken en op de persoon toegespitste felicitatiewens? Of een soort van elektronische jingle-machine voor de DJ, waar men snel een aantal jingles kan in opnemen en met een druk op de knop weer weergeven?
Er bestaat een tiental IC's die een vrij complete oplossing aanbieden voor het opnemen, bewaren en weergeven van korte audio-fragmenten. Dergelijke IC's noemt men "Chipcorders", een logische naam want het zijn chips die kunnen opnemen. De meeste IC's werken digitaal en dat betekent dat op de een of andere manier het blokschema van figuur 6/50.3-1 wordt gevolgd.
De analoge ingangsspanning wordt via een AD-omzetter in een digitale code omgezet. Dat gebeurt uiteraard vele malen per seconde, zodat er meestal ook nog een sample-and-hold nodig is om de momentele waarde van het audio-signaal even te "bevriezen". Nadien worden al die digitale codes in een geheugen opgeborgen. Bij het weergeven worden de codes een na een uitgelezen en via een DA-omzetter weer in een analoog signaal omgezet. Dat is een uiterst ingewikkeld systeem en het zal dan ook niemand verbazen dat er rond zo'n IC toch nog heel wat losse elektronica noodzakelijk is. Vaak is het zelfs zo dat de "Chipcorder" geen ingebouwd geheugen heeft, maar alleen adres- en data-lijnen levert waarmee een extern geheugen bestuurd kan worden. Nu is dat schakeltechnisch natuurlijk allemaal heel eenvoudig, maar het ontwerpen van een print wordt hierdoor wel een hele klus.

DAST
Door de Amerikaanse fabrikant ISD, afkorting van "Information Storage Devices", is een nieuwe revolutionaire technologie ontwikkeld die het ontwerpen van Chipcorders aanmerkelijk vereenvoudigt. Die nieuwe technologie heet DAST en deze werd in 1991 beloond met de "EDN's Innovation of the Year Award".

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/6.13
Hoofdstuk 3/15.1

50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's



Figuur 6/50.3-1: Het algemeen blokschema van een digitaal werkende Chipcorder.

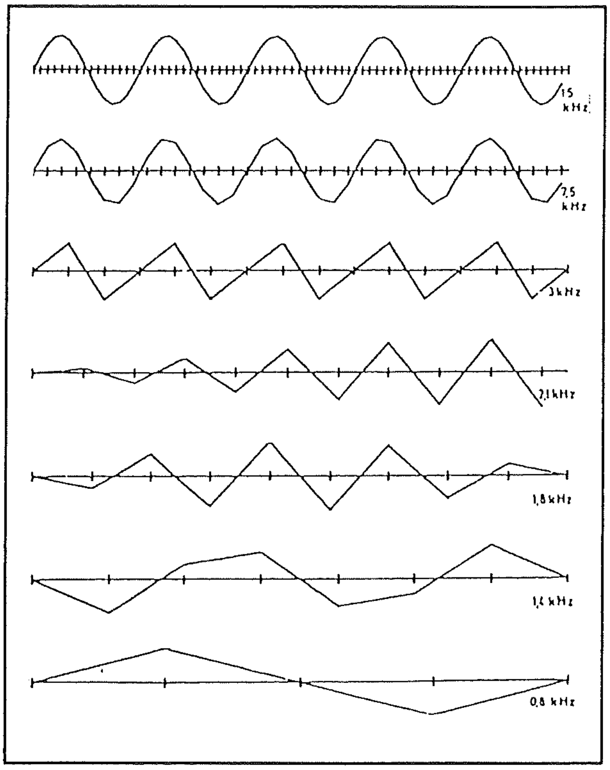
DAST is de afkorting van "Direct Analog Storage Technology", een door "Information Storage Devices" gepatenteerde technologie. Bij deze technologie wordt het geregistreerde geluid niet omgezet in digitale codes en opgeslagen in een digitaal geheugen. Men is er in geslaagd een "Analog Storage Array" te ontwikkelen, dat qua werking te vergelijken is met een EEPROM, maar waarin de samples van het geluid ***onder analoge vorm*** kunnen worden opgeslagen. De houdbaarheid van deze gegevensopslag bedraagt meer dan tien jaar. Dank zij deze technologie vervallen een heleboel schakelingen, zoals DAC en ADC, die bij digitale geluidsopslag een nadelige werking hebben op de kwaliteit van het geregistreerde geluid.
Bovendien wordt de totale schakeling er aanmerkelijk door vereenvoudigd!

Anti-aliasing

Omdat ook bij DAST gebruik wordt gemaakt van bemonstering en bijgevolg alle universele wetten van de bemonstering gelden, moet er wél gebruik worden gemaakt van een anti-aliasing filter, waardoor ook nu de bandbreedte van het geluid beperkt moet blijven tot ongeveer de helft van de toegepaste bemonsteringsfrequentie. Deze algemene wet staat bekend als het "sampling theorema". Sampelt men met een lagere frequentie, dan is het absoluut onmogelijk om de vorm van het originele geluidsignaal uit de opeenvolgende samples terug te winnen. Hoewel het in het kader van dit hoofdstuk te ver zou gaan om dit wiskundig bewijs te leveren, kan men dit effect ook heel dramatisch grafisch aantonen.
In figuur 6/50.3-2 wordt een sinusvormige analoge geluidspanning met een frequentie van 15 kHz (een fluittoontje) gesampeld met een frequentie die steeds kleiner worden. Als men nadien de opeenvolgende samples weer omzet in een vloeiende analoge spanning ontstaat een signaal dat een stapvormige benadering van het sinussignaal zou moeten zijn. Dat klopt nog vrij aardig als men sampled met

50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's

een frequentie van 7,5 kHz. Maar naarmate de sample-frequentie steeds lager wordt zal het herwonnen analoog signaal steeds minder op de originele sinus gaan lijken. Bij zeer lage sample-frequenties is het herwonnen signaal zelfs niet eens meer als sinus herkenbaar, maar wordt het een driehoek met een veel lagere frequentie!



Figuur 6/50.3-2: Het sampling theorema grafisch toegelicht.

Deze veel lagere frequentie noemt men de "alias frequentie" en de grote vervorming die in dit geval ontstaat de alias vervorming. Kans op alias vervorming is steeds aanwezig als men sampled met een frequentie die lager is dan 2 x de hoogste signaalfrequentie. Als men een ingangssignaal heeft met bekende frequentie kan men deze alias vervorming vermijden door de sample-frequentie minstens twee maal hoger te kiezen. Nu weet men dat het frequentiebereik van de menselijke stem tamelijk beperkt is. Aan de lage kant moet men rekenen met frequenties van 200 Hz, aan de hoge kant met frequenties van 3 kHz. Men is zeker dat men alias vervorming vermijdt als men sampled met een frequentie van 6 kHz.

Om er dan toch zeker van te zijn dat er geen alias vervorming ontstaat in de herwonnen stem moet men de bandbreedte van het ingangssignaal kunstmatig beperken. Het beperken van de bandbreedte van een analoog signaal kan door gebruik te maken van een zeer scherp afsnijdend laagdoorlaat filter. Dit filter wordt gedefinieerd door een bepaalde afsnij-frequentie f_0. Het filter laat alle signalen met een frequentie kleiner dan deze afsnijfrequentie door en spert alle signalen die een frequentie hebben die hoger is dan de afsnij-frequentie. Dit laagdoorlaat filter wordt in de sampling-terminologie het anti-alias filter genoemd. Een logische naam, want dank zij dit filter heeft men geen last meer van alias vervorming. Het volstaat de sample-frequentie gelijk te maken aan 2 x f_0 van het filter.

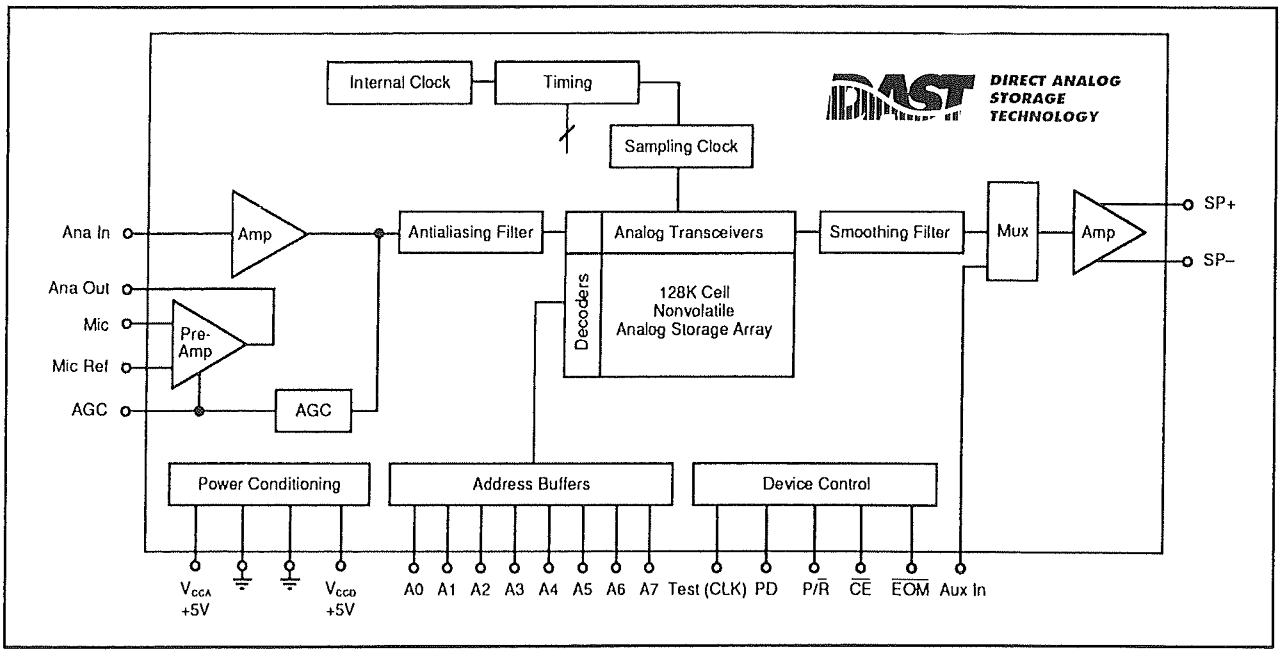
Korte beschrijving van de schakelingen

De ISD10xxA-serie bestaat uit drie schakelingen, waarmee men 12, 16 of 20 s geluid in een analoge EEPROM kan opslaan. Nadien kan het geregistreerde geluid worden weergegeven. De IC's bevatten alle noodzakelijke schakelingen voor het samenstellen van een compleet RECORD/PLAYBACK-systeem, de enige noodzakelijke externe componenten is een aantal weerstanden en condensatoren.

De ISD10xxA familie

De ISD10xxA familie bestaat uit drie leden:

50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's



Figuur 6/50.3-3: Het intern blokschema van de ISD10xxA-schakelingen.

- ISD1012A:
  sample rate: 10,6 kHz
  bandbreedte: 4,5 kHz
  opnameduur: 12 s
- ISD1016A:
  sample rate: 8 kHz
  bandbreedte: 3,4 kHz
  opnameduur: 16 s
- ISD1020A:
  sample rate: 6,4 kHz
  bandbreedte: 2,7 kHz
  opnameduur: 20 s

Blokschema en functie van de pennen
Het blokschema van deze familie is getekend in figuur 6/50.3-3.
Aan de hand van dit schema kan de functie van de aansluitingen gemakkelijk ontcijferd worden.

- A0 tot en met A7:
  Adres-pennen, waarmee men het geheugen segmentsgewijs kan uitlezen, bijvoorbeeld als er in de analoge EEPROM meer dan één boodschap staat. A6 en A7 dienen voor het instellen van de zogenoemde "Operational Modes" van de schakelingen, zie later.
- V_{CCD}:
  Positieve voedingsspanning voor de digitale schakelingen.
- V_{CCA}:
  Positieve voedingsspanning voor de analoge signalen.
- V_{SSD}:
  Digitale massa.
- V_{SSA}:
  Analoge massa.
- SP+ en SP-:
  Hiertussen kan men de luidspreker aansluiten, deze uitgangen zijn de uitgangen van de twee in brug geschakelde LF-versterkers.
- TEST/CLK:
  Test-pen, moet in bedrijf "L" gehouden worden.
- AUX IN:
  Analoge ingang, die via een elektronische schakelaar rechtstreeks naar de eindversterker gaat. Wordt bestuurd via de $\overline{CE}$-ingang.

50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's

- ANA OUT:
  Uitgang van de ingebouwde analoge voorversterker.
- ANA IN:
  Analoge ingang, waarop het op te nemen signaal aangesloten wordt.
- AGC:
  Ingang, waarop het filter van de ingebouwde automatische volumeregeling aangesloten wordt.
- MIC:
  Ingang van de ingebouwde microfoon voorversterker.
- MIC REF:
  Ontkoppelingspen van de ingebouwde microfoon voorversterker.
- PD:
  Power Down ingang, zet de schakeling in een modus met zeer laag stroomverbruik.
- P/$\overline{R}$:
  Playback/Record-pen, waarmee de functie kan omgeschakeld worden tussen opnemen en weergeven.
- $\overline{EOM}$:
  End Of Message uitgang, deze uitgang wordt "L" bij het einde van een opgenomen geluid.
- $\overline{CE}$:
  Chip Enable, moet "L" worden om alle functies van de schakeling te activeren.

Technische gegevens

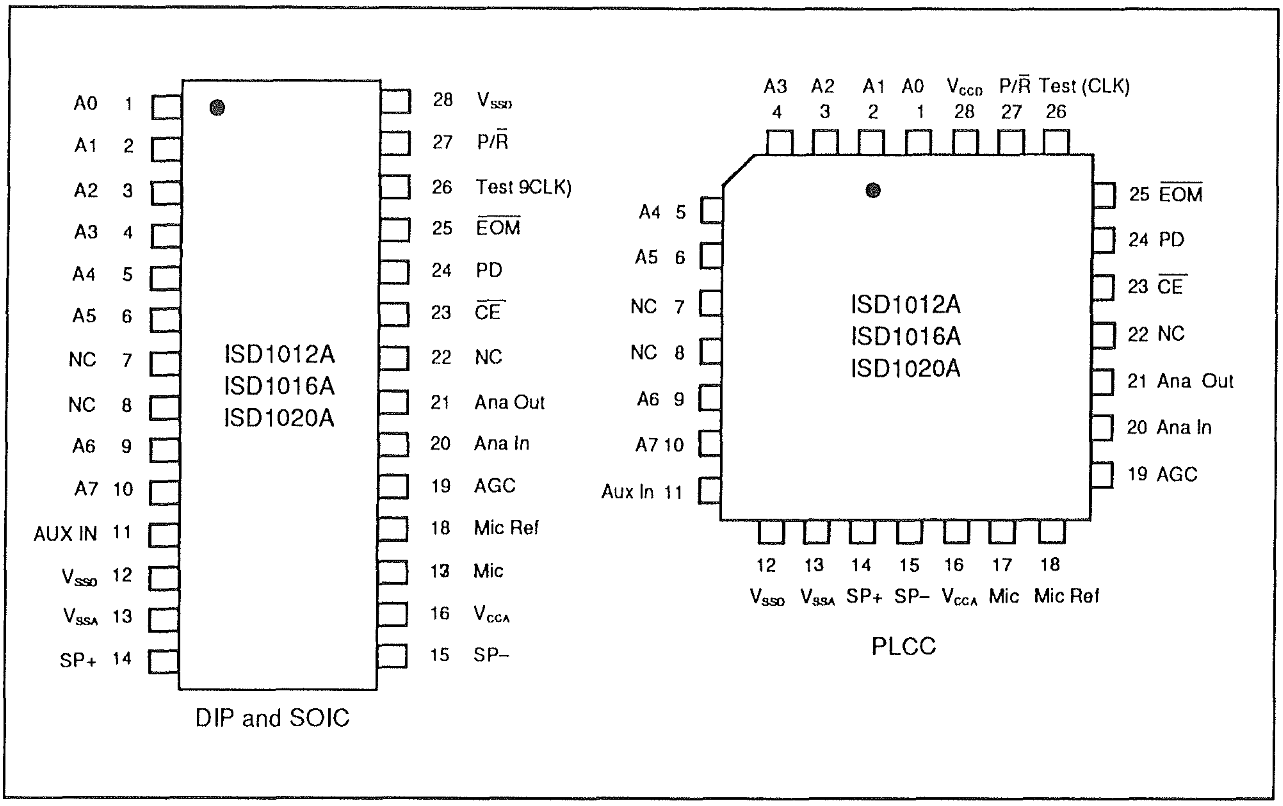
De voornaamste technische gegevens van deze drie IC's kunnen als volgt worden samengevat.

- Behuizingen:
  DIL-28 en PLC-28, zie figuur 6/50.3-4
- voedingsspanningen:
  - analoog: +7 V max., +5 V typisch
  - digitaal: +7 V max., +5 V typisch
- voedingsstromen:
  - stand-by: 10 µA max.
  - in werking: 25 mA max.
- **impedanties:**
  - MIC: 10 kΩ typisch
  - MIC REF: 10 kΩ typisch
  - AUX IN: 10 kΩ typisch
  - ANA IN: 2,7 kΩ typisch
  - AGC: 5 kΩ typisch
  - SP+, SP-: 16 Ω min.
- **voorversterker(s):**
  - ingangsstroom: +/-1 µA max.
  - versterking MIC:
    AGC = 0,0 V: 24 dB typisch
    AGC = 2,5 V: 5 dB max.
  - versterking AUX IN: 1 V/V
  - versterking ANA IN: 22 dB
  - MIC spanning: 20 mV_{ttt} max.
  - ANA IN spanning: 50 mV_{ttt} max.
  - AUX IN spanning: 1,25 V_{ttt} max.
  - harmonische vervorming:
    figuur 6/50.3-5
- **eindversterker:**
  - vermogen: 50 mW max. in 16 Ω
  - spanning: 2,5 V_{ttt} max.
- **digitale gegevens:**
  - "L"-niveau: 0,8 V max.
  - "H"-niveau: 2,0 V min.
  - adres setup tijd: 300 ns min.
  - power up delay: 18,75 ms min.
  - $\overline{EOM}$-puls: 9,4 ms typisch

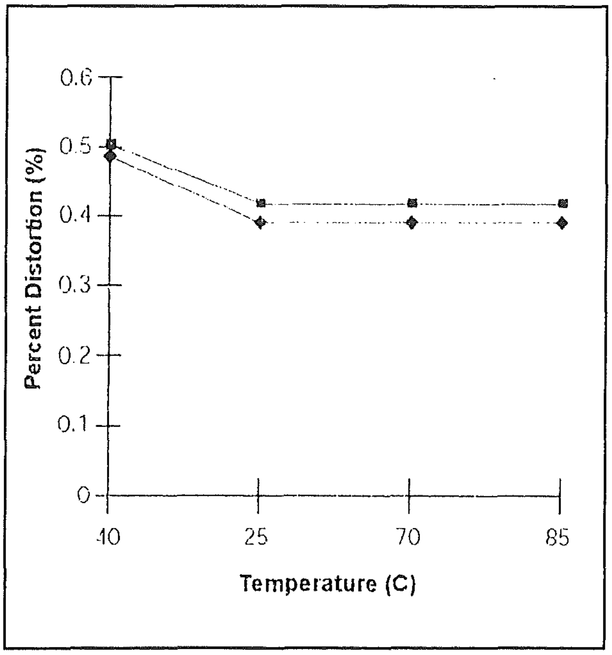
Functionele beschrijving

- MIC:
  De electret-microfoon moet condensator-gekoppeld op deze ingang worden aangesloten. De waarde van de koppelcondensator bepaalt het onderste -3 dB punt van de bandbreedte. De opgegeven standaardwaarde bedraagt 220 nF.
- MIC REF:
  Het ontkoppelen van deze pen via een condensator van 220 nF naar de analoge massa reduceert de ruis in de voorversterker aanmerkelijk. Wordt deze pen niet gebruikt voor de ontkoppeling, dan moet hij open blijven.

50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's



Figuur 6/50.3-4: De twee leverbare behuizingen.



Figuur 6/50.3-5: De harmonische vervorming van de Chipcorders ligt onder de 0,5 %!

- ANA OUT:
  Deze pen levert het door de microfoon voorversterkte microfoonsignaal. De maximale versterking ten opzichte van MIC bedraagt 24 dB. In de meeste gevallen kan deze uitgang AC-gekoppeld worden verbonden met de ANA IN.
- ANA IN:
  Op deze ingang kan men AC-gekoppeld een reeds versterkt signaal aansluiten, bijvoorbeeld afkomstig van de ingebouwde microfoon voorversterker. De waarde van deze condensator bepaalt mede het -3 dB punt van het systeem. Aanbevolen wordt echter eventueel noodzakelijk bandbreedte begrenzing aan de lage kant alleen uit te voeren aan de MIC-ingang en hier een vrij grote koppelcondensator van 1 μF toe te passen.

50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's

- AGC:
  Dank zijn de ingebouwde automatische volumeregeling zal de microfoon een groot onvervormd dynamisch bereik hebben. Het uitgangssignaal van de voorversterker wordt gedetecteerd en gebruikt voor het opladen van de op de AGC-pen aangesloten externe condensator. De waarde van de inwendige weerstand van deze pen (5 kΩ) en de waarde van de condensator bepalen de attack-tijd van de regeling. De decaytijd wordt bepaald door de waarde van de condensator en een parallel geschakelde ontlaadweerstand. De AGC begint te werken bij een spanning van ongeveer 1,6 V over de condensator.
- SP+ en SP-:
  De schakelingen zijn voorzien van twee eindversterkertjes, die in brug zijn geschakeld. De twee SP-pennen voeren dus geïnverteerde signalen en kunnen rechtstreeks een luidspreker met een minimale impedantie van 16 Ω aansturen.
  In principe kan men de luidspreker ook condensator-gekoppeld aansluiten tussen een van de SP-pennen en de massa, maar dan wordt uiteraard heel wat minder vermogen gegenereerd. De SP-pennen staan op massa-potentiaal gedurende RECORD en POWER DOWN.
- POWER DOWN:
  Als deze pen met de digitale voedingsspanning wordt verbonden, gaat de chip naar een slaap-status, waarin weinig stroom wordt opgenomen. Alle functies worden uitgeschakeld. Als $\overline{\text{EOM}}$ "L" is geworden als gevolg van een "overflow" van het geheugen, moet PD "H" gemaakt worden om de schakeling te resetten.
- CHIP ENABLE:
  Deze pen moet "L" worden om alle functies in de schakeling te activeren. Op de "H" naar "L" overgang worden de adresgegevens op de adrespennen overgenomen in een interne buffer en wordt de conditie van P/$\overline{\text{R}}$ afgetast om de schakeling te starten in de RECORD of PLAYBACK modus. Een "H" op $\overline{\text{CE}}$ schakelt de analoge multiplexer om, zodat het op de AUX IN pen aangesloten audio-signaal naar de eindversterkers wordt gestuurd.
- PLAYBACK/RECORD:
  Een "H" op deze ingang zet de schakeling in de PLAYBACK modus, een "L" in de RECORD modus. Gedurende RECORD worden de eindversterkers uitgeschakeld en de SP-pennen aan de massa gelegd. Het registreren van het geluid start in het geheugensegment dat wordt bepaald door de code op de A-ingangen. Het registreren stopt als $\overline{\text{CE}}$ "H" wordt gemaakt of als een "overflow" van het geheugen wordt vastgesteld. Bij PLAYBACK worden alle voorversterkers gede-activeerd. Weergegeven wordt vanaf het door de A-pennen geselecteerde start-segment van het geheugen. Het weergeven stopt als een $\overline{\text{EOM}}$ wordt gedetecteerd.
- ADRESS INPUTS:
  De adres-pennen A6 en A7 worden gebruikt voor het instellen van het startadres (beide pennen "L") of voor het selecteren van een van zes "Operational Modes" (beide pennen "H"). In het eerste geval kan men door een binaire code op de overige adres-pennen het start-segment voor RECORD of PLAYBACK instellen. Het geheugen is verdeeld in 160 segmenten. De opname/weergave-duur van een segment is afhankelijk van het IC:
  - ISD1012A: 0,075 s;

50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's

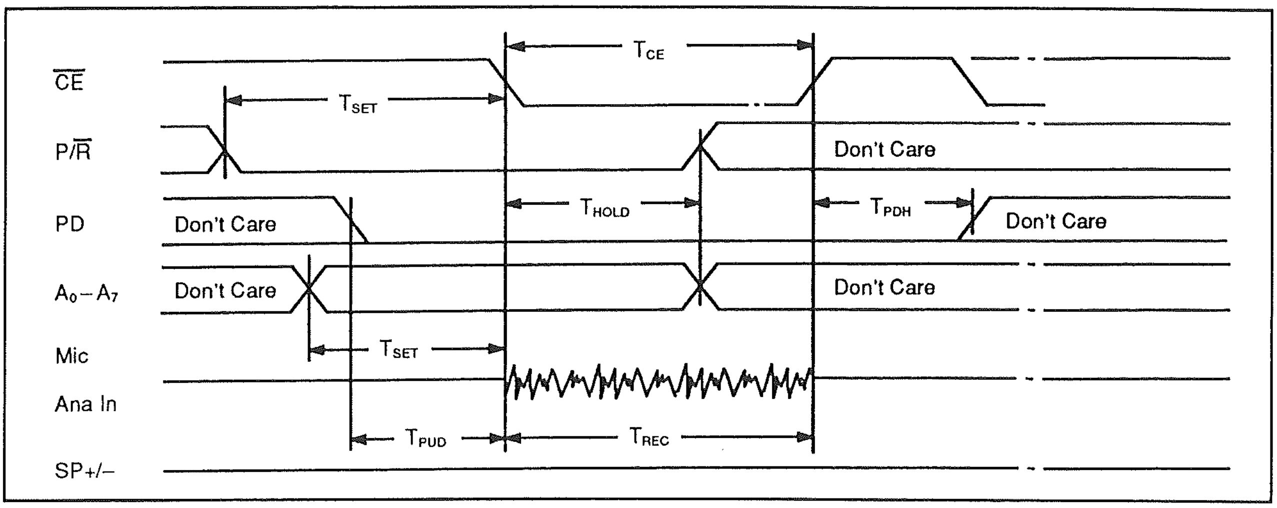
- ISD1016A: 0,100 s;
- ISD1020A: 0,125 s.

RECORD en PLAYBACK start in het geselecteerde segment en gaat nadien verder tot het laatste segment is bereikt of tot de eerstvolgende $\overline{\text{EOM}}$-code.
- TEST/CLK:
In de meeste gevallen kan men deze pen open laten. Bij toepassingen die een zeer nauwkeurige clock vereisen kan men via deze pen een extern clocksignaal aanbrengen:
  - ISD1012A: 1.365 kHz;
  - ISD1016A: 1.024 kHz;
  - ISD1020A: 819 kHz.
- END OF MESSAGE:
Een $\overline{\text{EOM}}$-marker wordt automatisch na het beëindigen van een RECORD-sessie in het geheugen opgenomen. De $\overline{\text{EOM}}$-pen gaat naar "L":
  - bij het bereiken van een marker bij PLAYBACK;
  - bij een "overflow" van het geheugen bij RECORD;
  - als de voedingsspanning lager wordt dan 3,5 V.
- AUXILLARY INPUT:
Deze analoge ingang wordt met de eindversterker verbonden als $\overline{\text{CE}}$ "H" is en PLAYBACK wordt afgesloten of als $\overline{\text{EOM}}$ "L" wordt als gevolg van een "overflow".
- VOEDINGEN:
De analoge en digitale voedings- en massa-bussen zijn op de chip afzonderlijk uitgevoerd en worden via afzonderlijke pennen aan de buitenwereld aangeboden. Deze moeten zo dicht mogelijk bij de voeding met elkaar verbonden worden.

De "Operational Modes"

De ISD10xxA-schakelingen kunnen stand-alone werken, maar kunnen ook gecascadeerd worden voor het verlengen van de opnametijd of opgenomen in een microprocessor bestuurd systeem. Om deze functies mogelijk te maken hebben de schakelingen zes zogenoemde "Operational Modes". Deze worden geactiveerd door A6 en A7 "H" te maken en geselecteerd door een van de vijf andere A-pennen "H" te maken.
- A0 = "H":
Deze modus laat toe bij PLAYBACK snel door de in het geheugen opgeslagen mededelingen te lopen. Iedere keer als $\overline{\text{CE}}$ "L" wordt gemaakt zal de logica die het geheugen adresseert naar het adres gaan waar de volgende EOM-marker is opgeslagen.
- A1 = "H":
De EOM-marker wordt verwijderd bij het opnemen van een volgende boodschap.
- A2 = "H":
Bij PLAYBACK wordt alleen een lage $\overline{\text{EOM}}$-puls gegenereerd bij "overflow" van het geheugen. Deze modus kan gebruikt worden om automatisch om te schakelen van het ene naar het andere IC bij cascadering van verschillende identieke schakelingen.
- A3 = "H":
Bij het bereiken van een EOM-marker gaat PLAYBACK terug naar het ingestelde start-segment en herhaalt de weergave.
- A4 = "H":
In deze modus kunnen diverse boodschappen opgenomen en weergegeven worden zonder ingewikkelde segment-adressering.
Bij RECORD worden opeenvolgende boodschappen achter elkaar in het geheugen opgenomen, zonder tussenvoeging van EOM-markers op het einde van segmenten.

50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's



Figuur 6/50.3-6: De timing van de ISD10xxA-schakelingen gedurende een RECORD-cyclus.

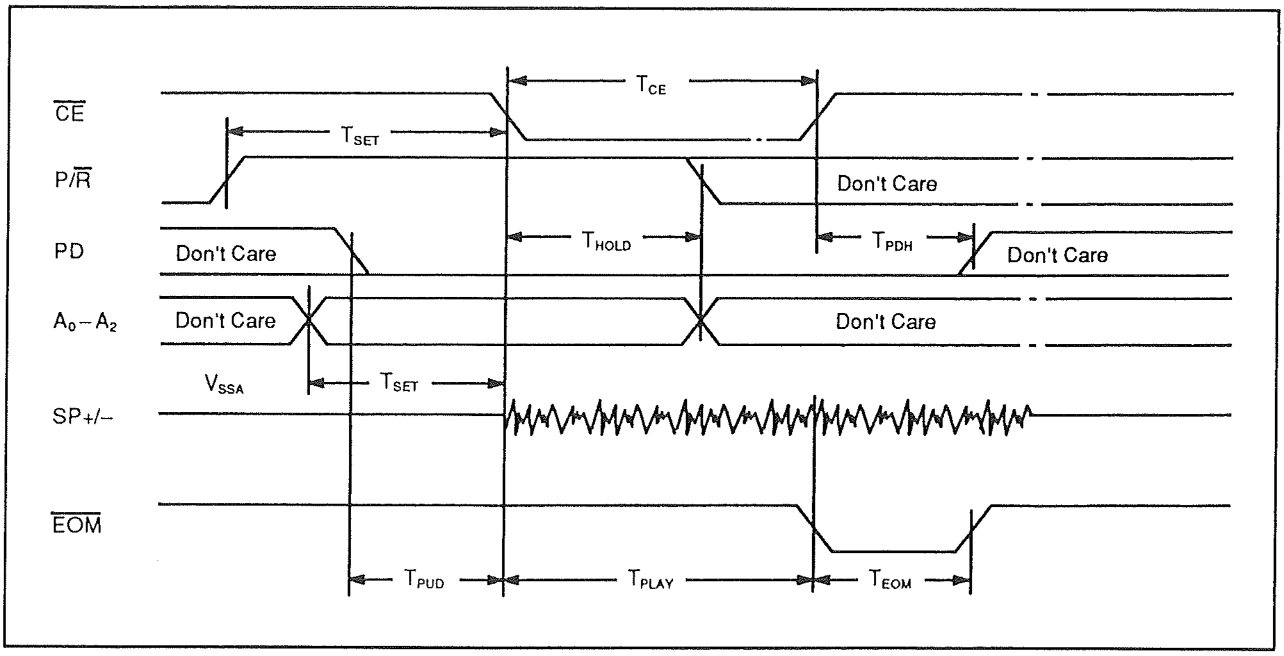
- A5 = "H":
  PLAYBACK wordt geactiveerd door het $\overline{CE}$-signaal.

Timingdiagrammen
De timingdiagrammen voor RECORD en PLAYBACK zijn weergegeven in de figuren 6/50.3-6 en -7.

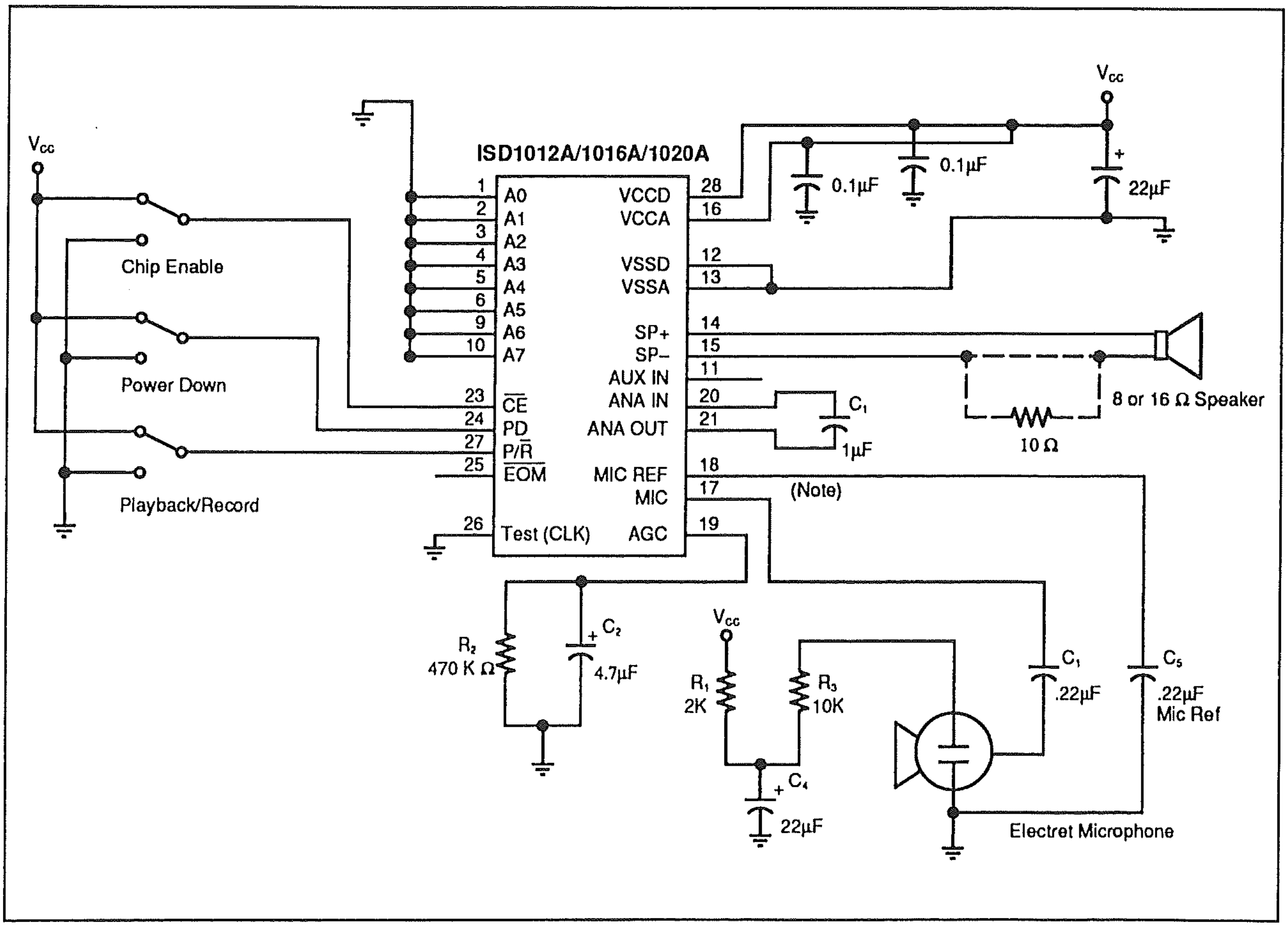
Voorbeeld-schakeling
Over de praktische toepassingen van deze opmerkelijke IC's is erg weinig te schrijven. Voor een compleet opname- en weergave-systeem heeft men, naast een van de chip's, slechts drie weerstanden en acht condensatoren nodig! De meeste van deze onderdelen zitten rechtstreeks aan een van de pennen van het IC, zodat ook het ontwerpen van een printje voor de serieuze doe-het-zelver nauwelijks een probleem kan zijn.
In figuur 6/50.3-8 is het door de fabrikant voorgeschreven applicatie-schema rond de ISD10xxA-schakelingen getekend. Alle adres-pennen zijn met de massa verbonden, met als gevolg dat RECORD en PLAYBACK altijd in het eerste geheugen-segment starten en het volledige geheugen wordt volgeschreven respectievelijk uitgelezen. Bij de meeste toepassingen zal dat ook de bedoeling zijn. De schakeling heeft drie bedieningsorganen, waarmee men de onderstaande vier controle-stappen kan uitvoeren:

- Stap 1:
  PD wordt "L" gemaakt en P/$\overline{R}$ wordt in de gewenste stand gezet voor RECORD of PLAYBACK. De chip wordt geïnitialiseerd en de opname/weergave-modus ingesteld.
- Stap 2:
  Eventueel worden nu de adressen A0 tot en met A5 ingesteld op een bepaald geheugen-segment van waaruit men het opnemen dan wel weergeven wil laten starten.
- Stap 3:
  $\overline{CE}$ wordt even "L" gemaakt, waardoor RECORD of PLAYBACK start.
- Stap 4:
  $\overline{CE}$ wordt "H" gemaakt op het moment dat de gewenste boodschap is opgenomen (RECORD) of weergegeven (PLAYBACK).

50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's



Figuur 6/50.3-7: De timing van de ISD10xxA-schakelingen gedurende een PLAYBACK-cyclus.



Figuur 6/50.3-8: De standaard schakeling rond de leden van de ISD10xxA-familie.

50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's

Verkrijgbaarheid

Van de drie Chipcorder-IC's van ISD is er één uit voorraad leverbaar bij Conrad Electronic, 053-428.54.44. De ISD1016 kost bij deze leverancier *f* 39,95 inclusief BTW.

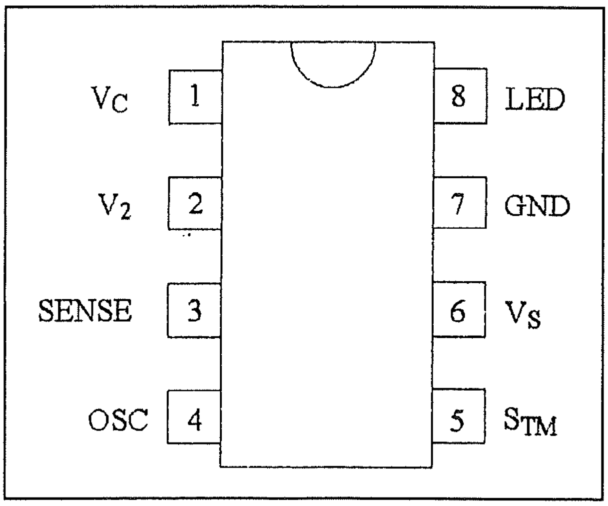
50.3 ISD10xxA, drie stem-opname en -weergave IC's

6/50.4

U2403B, acculader met ingebouwde timer

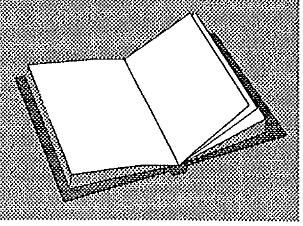
Inleiding
Er zijn al veel oplossingen beschreven voor het laden van NiCad-accumulatoren. Tegenwoordig zijn er "intelligente" laad-IC's verkrijgbaar, die NiCad's volledig volgens de regels van het boekje opladen: eerst volledig ontladen en nadien weer volledig opladen. Vaak is het echter niet noodzakelijk dergelijke ingewikkelde systemen te verzinnen. Moderne apparatuur, gevoed uit NiCad's, heeft immers een LED'je dat gaat branden als de accu's ontladen zijn. De eerste stap van een officieel laadproces, namelijk het volledig ontladen van de cellen, kan dan overgeslagen worden. Wat moet gebeuren is een schakeling verzinnen die de ontladen NiCad's gedurende een bepaalde tijd met een bepaalde constante stroom oplaadt. Voor dit soort toepassingen heeft Temic, de nieuwe naam van Telefunken, een ideaal IC op de markt gebracht. De U2403B bevat een constante stroombron en een timer, die beiden heel eenvoudig instelbaar zijn. Dit ene IC, vier weerstandjes, een condensator en twee LED's zijn alles dat men nodig heeft om een betrouwbare en goedkope NiCad-lader te ontwerpen.

Eigenschappen
De U2403B wordt gekenmerkt door de onderstaande specificaties:
- laadstroom: 280 mA max.;
- laadtijd: 24 uur max.;
- ingebouwde spanningsstabilisator;
- ingebouwde overtemperatuur beveiliging;
- automatische omschakeling naar druppel-lading.
- DIL-8 behuizing, zie figuur 6/50.4-1.



Figuur 6/50.4-1: De aansluitgegevens van de U2403B.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.23
Hoofdstuk 4/9.4
Hoofdstuk 4/13.2
Hoofdstuk 4/14.2
Hoofdstuk 4/14.16



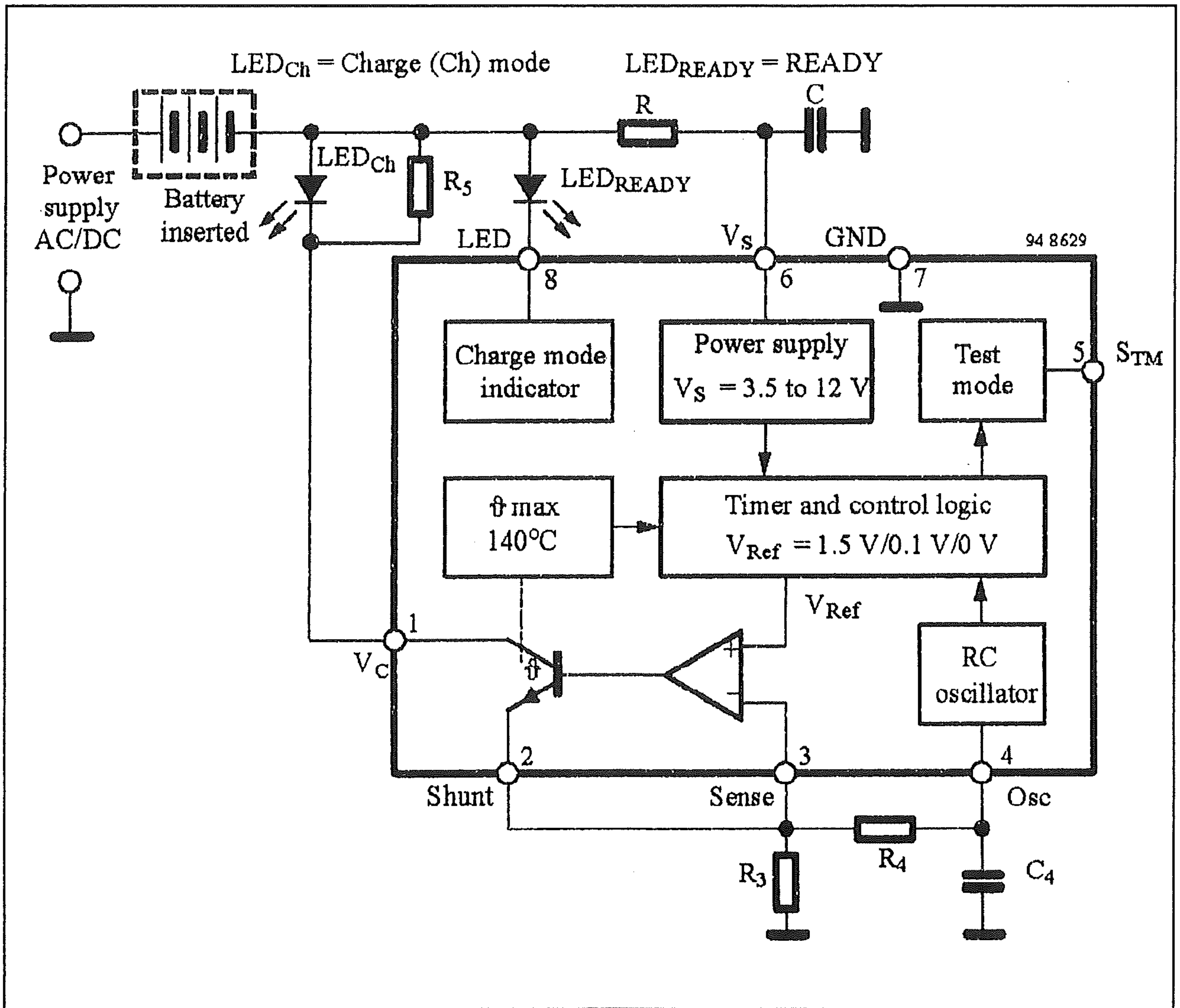
50.4 U2403B, acculader met ingebouwde timer

Intern blokschema en functie van de pennen

Het intern blokschema van de schakeling, samen met de minimale externe configuratie, is getekend in figuur 6/50.4-2. Aan de hand van dit schema kan men de functie van de pennen doorgronden.

- **Pen 1, V_c**
  Dit is de open-collector uitgang van de interne constante stroombron. Deze pen neemt de stroom op, die door de te laden accu vloeit.
  De maximale stroom die naar deze pen kan vloeien bedraagt 280 mA. De spanning op deze pen wordt intern vergeleken met een referentiespanning van 3,0 V.
  Als de spanning op de pen kleiner is dan deze waarde wordt de laadstroom op nul ingesteld.
  Op deze manier kunnen zeer slechte cellen of intern kortgesloten cellen geen schade aan de schakeling aanbrengen.
- **Pen 2, Stroomsensor**
  Deze pen moet extern verbonden worden met de stroomsensor-weerstand R3, die de grootte van de constante stroom meet.
  De spanning op deze pen wordt vergeleken met een interne referentiespanning via pen 3 en de transistor wordt zo ver open gestuurd tot beide spanningen aan elkaar gelijk zijn. Op deze manier wordt gegarandeerd dat de cellen met een constante stroom worden geladen.
  De maximale stroom die uit deze uitgang mag vloeien bedraagt 290 mA.
- **Pen 3, Sense-ingang**
  Deze pen is intern verbonden met de inverterende ingang van de operationele versterker die de constante stroom regelt. In de meeste gevallen moet men deze pen rechtstreeks verbinden met pen 2.
- **Pen 4, Oscillator**
  Een RC-netwerk (R4, C4), aangesloten op deze ingang, bepaalt de frequentie van de interne timer en daarmee de laadtijd.
- **Pen 5, Test Mode**
  Deze ingang heeft een testfunctie. Door deze ingang met een bepaalde spanning te verbinden kan men de deelfactor van de interne delerketen van de timer instellen op drie waarden. Hierdoor kan men de met pen 4 ingestelde laadtijd dramatisch reduceren, om te testen of de normale lange laadtijd inderdaad uitgevoerd wordt.
- **Pen 6, Voedingsaansluiting V_S**
  Deze pen wordt via de te laden cellen verbonden met de voeding van de schakeling. De spanning op deze pen is dus een maat voor de laadtoestand van de cellen. Vandaar dat de waarde van deze spanning intern wordt gebruikt voor het inschakelen van een aantal beveiligingen:
  - $V_S < 2{,}7$ V
    Reset als gevolg van te lage spanning
  - $V_S < 3{,}1$ V
    Reset-toestand wordt afgebroken, schakeling wordt actief en gaat laden
- **Pen 7, Massa**
  De meest negatieve aansluiting van het IC.
- **Pen 8, Charde indicator**
  Deze pen is intern verbonden met een open-collector trap, die via een interne constante stroombron naar de massa wordt getrokken na afloop van de laadcyclus.
  Op deze ingang kan dus een LED worden aangesloten *zonder voorschakelweerstand,* die gaat branden als de cellen volledig geladen zijn.

50.4 U2403B, acculader met ingebouwde timer



Figuur 6/50.4-2: Intern blokschema en externe schakeling rond de U2403B.

Technische gegevens
- voedingsspanning (pen 6):
  13,5 V max.
- sense-spanning (pennen 3 en 2):
  1,6 V max.
- sink-stroom (pen 1):
  280 mA max.
- source-stroom (pen 2):
  290 mA max.
- LED-stroom (pen 8):
  8 mA max.
- voedingsstroom in stand-by:
  2,2 mA max.
- verzadigingsspanning (pen 8):
  960 mV max.
- Sense-spanning (pen 3):
  1,48 V typisch
- frequentie oscillator (pen 4):
  100 kHz max.

Het instellen van de laadstroom
De laadstroom wordt bepaald door de waarde van de weerstand R3. De laadstroom genereert over deze weerstand immers een spanningsval, die de sensespanning wordt genoemd en die gelijk is

50.4 U2403B, acculader met ingebouwde timer

aan de interne referentiespanning van 1,48 V typisch. Door het toepassen van de wet van Ohm kan men dus de waarde van de weerstand R3 berekenen, die noodzakelijk is voor het genereren van de gewenste laadstroom:
R3 = 1,48 V/laadstroom

Het instellen van de laadtijd
Het instellen van de laadtijd gaat al even eenvoudig. Het komt er op neer een bepaalde waarde voor R4 en C4 uit de tabel van figuur 6/50.4-3 te selecteren. In de eerste kolom staat de gewenste laadtijd in uur, nadien volgen voor iedere tijd drie RC-combinaties. De vierde kolom geeft de resulterende oscillatorfrequentie. De twee laatste kolommen geven de laadtijd als men gebruik maakt van de verkorte testcyclus die met pen 5 ingesteld kan worden (zie later).

De functie van pen 5
Pen 5 is, zoals geschreven een test-pen. De spanning op deze pen bepaalt de interne deelfactor, waarmee de oscillatorfrequentie wordt gedeeld om de uiteindelijke laadtijd in te stellen. De formule voor de laadtijd is:
laadtijd = 2^n/oscillator-frequentie
De exponent n is afhankelijk van de spanning op pen 5:
- open:
  n = 26
- massa:
  n = 17
- V_c (spanning op pen 1):
  n = 8

Een voorbeeld. Stel dat men een laadtijd van 6 uur wil instellen. Men kan dan R4 = 470 kΩ en C4 = 680 pF selecteren (zie de tabel). De oscillator-frequentie op pen 4 wordt dan ongeveer 3,1 kHz. Om te controleren of de schakeling inderdaad een laadtijd van 6 uur heeft zou men deze frequentie met een digitale meter kunnen controleren.

Charge tTme	OSC Components		Fre-quency	Short Test Cycle	
Test = OPEN	R_4 [KΩ]	C_4 [pF]	[Hz]	Test = VC [ms]	Test = GND [s]
1 h	430	100	187009	13.7	7
	270	180			
	220	220			
	180	270			
2 h	560	150	9320	27.4	14
	360	270			
	300	330			
3 h	510	270	6213	41.2	21
	430	330			
	300	470			
4 h	620	330	4660	54.9	28
	430	470			
	300	680			
5 h	510	470	3728	68.6	35
	390	680			
	300	1000			
6 h	620	470	3105	82.4	42
	470	680			
	360	1000			
7 h	560	680	2663	96.1	49
	430	1000			
	220	2200			
8 h	620	680	2330	109.8	56
	470	1000			
	200	2200			
9 h	750	680	2071	123.6	1 min 3
	510	1000			
	240	2200			
10 h	620	820	1864	137.3	1 min 10
	270	2200			
	130	4700			
12 h	390	2200	1553	164.8	1 min 24
	150	4700			
16 h	470	2200	1165	219.7	1 min 56
	200	4700			

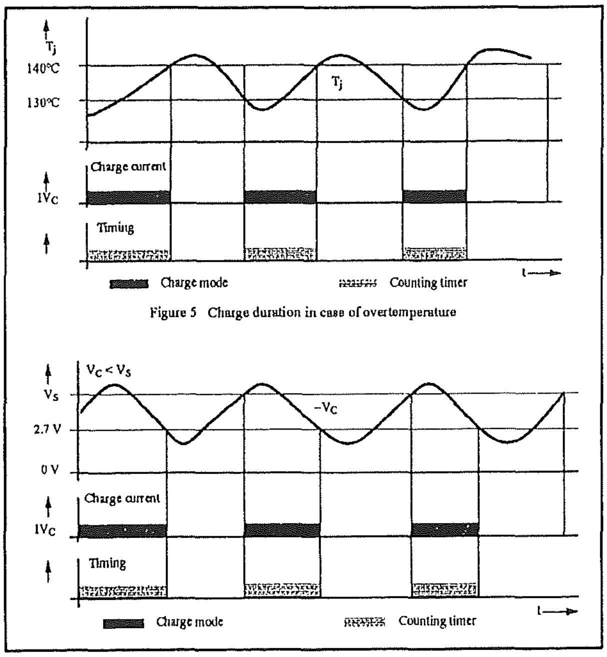
Figuur 6/50.4-3: Het selecteren van een RC-combinatie voor het instellen van de laadtijd.

50.4 U2403B, acculader met ingebouwde timer

Veel eenvoudiger is het pen 5 even naar de massa te schakelen. Door de andere deelfactor 2^n wordt de laadtijd dan gereduceerd tot 42 s, een tijd die goed te meten is met een chronometer. Legt men pen 5 aan pen 1 (V_C) dan wordt de laadtijd gereduceerd tot 82,4 ms, een tijd die met een oscilloscoop te meten is. Men weet dan dat de schakeling het ook met pen 5 open goed zal doen en dat de uiteindelijke laadtijd inderdaad ongeveer 6 uur zal bedragen.

De druppelading

Nadat de laadcyclus is afgesloten, schakelt het IC automatisch om naar druppelladen. De interne sense-spanning wordt gereduceerd tot ongeveer 0,1 V, zodat het regelsysteem van de constante stroombron de stroom die door de cellen vloeit automatisch reduceert tot er over de sensor-weerstand R3 ook een spanning van 0,1 V valt. Dit betekent dat de laadstroom met een factor 14,8 wordt gereduceerd.



Figuur 6/50.4-4: De automatische beveiligingen.

Interne beveiligingen

Het IC schakelt de laadstroom naar ongeveer nul als de chip heter wordt dan 140 °C. De oscillator wordt uitgeschakeld, zodat de actuele stand van de interne frequentiedelers bewaard worden. Nadat de interne temperatuur gereduceerd is tot 130 °C, schakelt het systeem weer in en zal de oscillator de interne frequentiedelers weer van pulsen voorzien. Deze beveiliging heeft dus géén invloed op de totale laadtijd. Het enige dat gebeurt is dat de totale laadtijd wordt uitgesmeerd over verschillende perioden, zie figuur 6/50.4-4. Hetzelfde gebeurt als de spanning op pen 6 lager wordt dan 2,7 V. Ook dan schakelt het systeem de laadstroom uit, trekt de oscillator naar de massa en bewaart de stand van de interne frequentiedelers. Het systeem schakelt zichzelf weer in als de spanning op pen 6 gestegen is tot 3,1 V.

Het invoegen van een laad-LED

Naast de LED op pen 8, die gaat branden als de laadcyclus afgesloten is, kan men een tweede LED in het schema invoegen, die brandt als de cellen geladen worden. Zoals in figuur 6/50.4-2 getekend, neemt men deze LED in serie op tussen de cellen en pen 1 van het IC. Natuurlijk kan niet de volledige laadstroom door dit onderdeel vloeien. Vandaar dat er een parallelweerstand R5 wordt toegepast, die het grootste deel van de laadstroom doorlaat en maar een heel klein stroompje voor de LED overlaat.

Voorbeeld 1

Als eerste schakelvoorbeeld van de U2403B wordt een minimale configuratie besproken, geschetst in figuur 6/50.4-5. Hierbij is het de bedoeling dat NiCad's met een capaciteit van 750 mAh geduren-

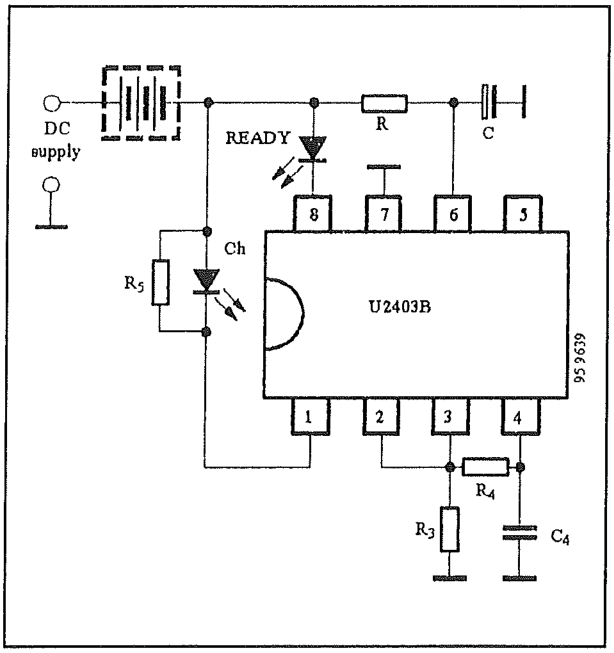
50.4 U2403B, acculader met ingebouwde timer

de 3 uur worden geladen met een laadstroom van 240 mA. De druppel laadstroom bedraagt 19 mA. De waarde van de onderdelen kan men dan als volgt berekenen:
R = 510 Ω
C = 47 μF
R3 = 6,2 Ω
R4 = 300 kΩ
C4 = 470 pF
R5 = 8,2 Ω
De minimale voedingsspanning die men op het systeem moet aansluiten is afhankelijk van het aantal in serie geschakelde cellen:
- 1 cel: 6,8 V
- 2 cellen: 8,3 V
- 3 cellen: 9,8 V
- 4 cellen: 11,3 V
- 5 cellen: 12,8 V

Natuurlijk kan men de laadstroom ook op een lagere waarde instellen. Dan moet men wél de weerstanden R3 en R5 aanpassen:
- laadstroom 150 mA:
  R3 = 10 Ω
  R5 = 15 Ω
- laadstroom 100 mA:
  R3 = 15 Ω
  R5 = 22 Ω
- laadstroom 50 mA:
  R3 = 30 Ω
  R5 = 68 Ω

Voorbeeld 2

De maximale laadstroom kan vergroot worden door de schakeling uit te breiden met een externe vermogenstransistor en enige weerstanden. Als voorbeeld wordt in figuur 6/50.4-6 een lader getekend, die een maximale laadstroom levert van 500 mA en een druppelstroom van 22 mA. De laadtijd is ingesteld op 2 uur, hetgeen dus ideaal is voor NiCad-cellen met een capaciteit van 1 Ah. De waarde van de onderdelen zou men dan als volgt berekenen:
R = 510 Ω
C = 100 μF
R3 = 3 Ω
R4 = 300 kΩ
C4 = 330 pF
R5 = 3,9 Ω
C1 = 1 μF



Figuur 6/50.4-5: Het eerste toepassingsvoorbeeld rond de U2403B.

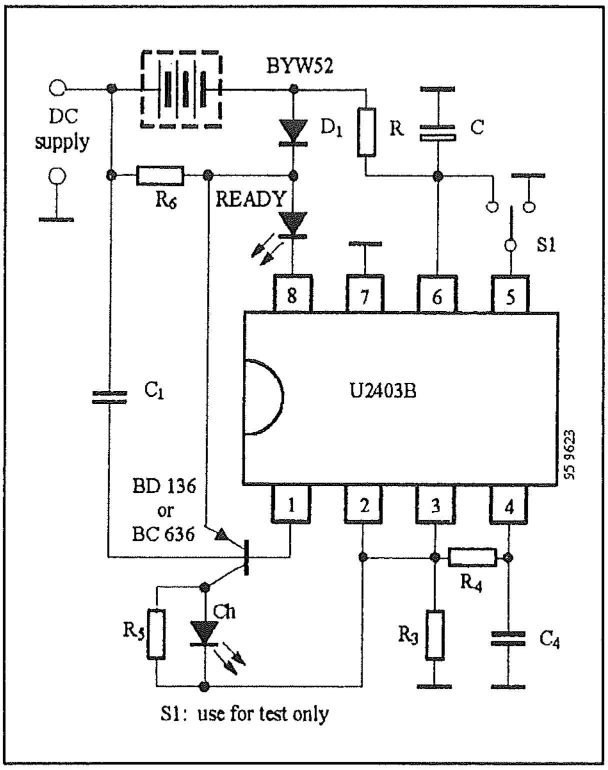
De weerstand R6 heeft als functie het verlagen van de druppelstroom. Met een waarde van 560 Ω zal de laadstroom na het afsluiten van de laadtijd gereduceerd worden tot 22 mA.
De minimale voedingsspanning die het systeem nodig heeft is ook nu uiteraard afhankelijk van het aantal in serie geschakelde cellen:
- 1 cel: 6,5 V
- 2 cellen: 8,0 V

50.4 U2403B, acculader met ingebouwde timer

- 3 cellen: 9,5 V
- 4 cellen: 11,0 V
- 5 cellen: 12,5 V

De laadstroom kan op een hogere of lagere waarde worden ingesteld, met de onderstaande waarden voor de weerstanden R3 en R5:

- laadstroom 600 mA:
  R3 = 2,4 Ω
  R5 = 3,0 Ω
- laadstroom 400 mA:
  R3 = 3,6 Ω
  R5 = 4,7 Ω
- laadstroom 300 mA:
  R3 = 5,0 Ω
  R5 = 6,8 Ω



Figuur 6/50.4-6: Het tweede toepassingsvoorbeeld rond de U2403B.

50.4 U2403B, acculader met ingebouwde timer

6/50.5

X9Cxxx, digitale potentiometers

Inleiding

Als men een met de hand te bedienen draai- of schuifpotentiometer door een volledige elektronische oplossing wil vervangen, staan diverse principes ter beschikking.

Het nadeel van deze principes is dat er heel wat onderdelen noodzakelijk zijn om er een werkbare schakeling van te maken. Men zou de as van de potentiometer kunnen koppelen aan een servo-motor, hetgeen heel wat knutselwerk vereist. Bovendien moet dan een terugkoppeling ingebouwd worden, omdat de schakeling moet weten in welke stand de potentiometer staat als men het systeem inschakelt.

Men zou digitaal kunnen werken en vanuit een geheugen een groot aantal elektronische schakelaars aansturen. Deze schakelaars kunnen, in combinatie met weerstanden, een soort elektronische potentiometer vormen. Maar ook hier zit men met het probleem dat de gegevens in het geheugen verloren gaan als men de voedingsspanning verwijdert en men op de een of andere manier er voor moet zorgen dat bij het inschakelen een bepaalde "stand" van de potentiometer in het geheugen geladen wordt. Kortom, misschien leuke klussen voor de gevorderde doe-het-zelver, die veel tijd ter beschikking heeft, maar geen systemen die men even snel op een print zet!

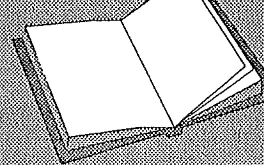
Xicor

De IC-fabrikant Xicor komt met een prachtige oplossing. Deze fabrikant heeft zich gespecialiseerd in de productie van elektronische potentiometers en brengt een hele reeks schakelingen op de markt, die werken volgens de gepatenteerde "E^{2}POT"-technologie. Onder deze schakeling is de X9Cxxx-serie goed verkrijgbaar en redelijk geprijsd: voor nog geen tientje haalt men een dergelijk IC in huis. Het unieke is dat de gegevens over de loperstand digitaal worden opgeslagen in een "non-volatile"-geheugen. Ook na het wegvallen van de voedingsspanning blijft de laatst opgeslagen loperstand bewaard en bij het weer inschakelen van de voedingsspanning zal de potentiometer direct naar de laatst geprogrammeerde stand springen.

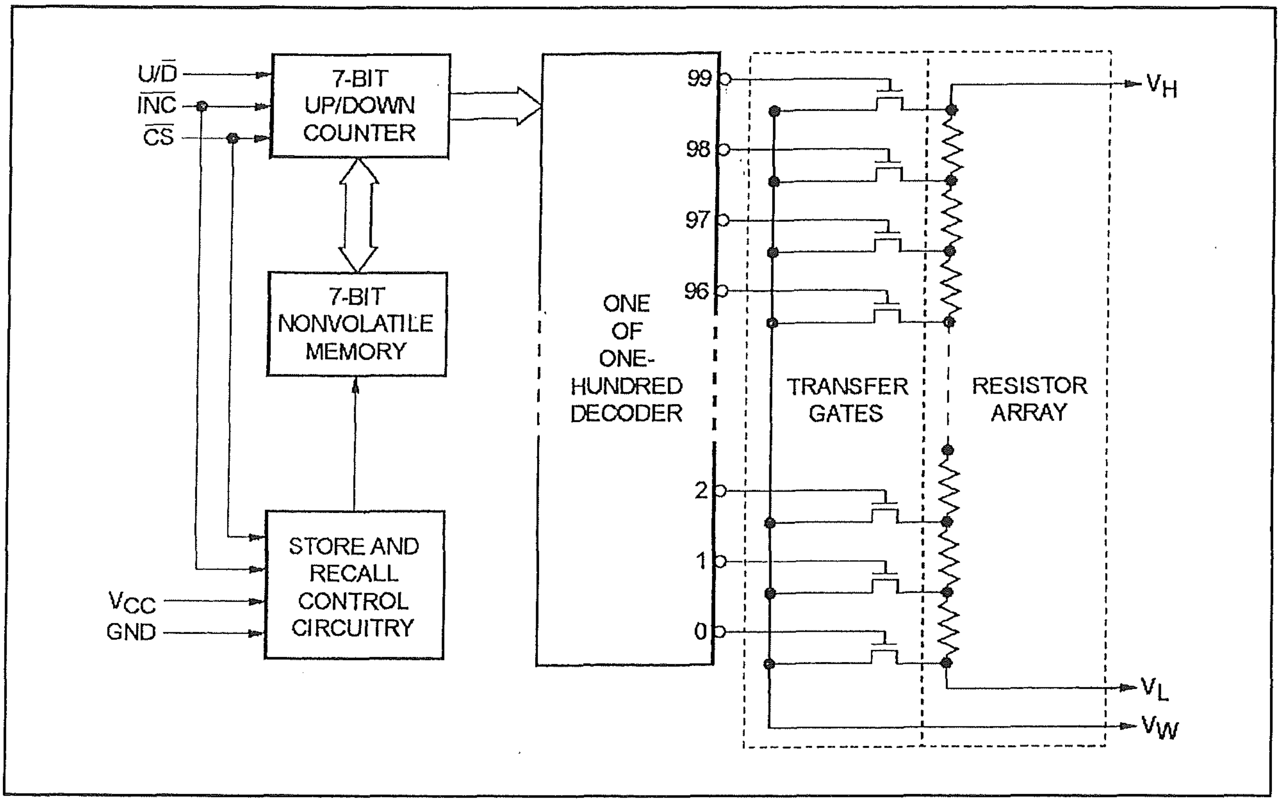
De IC's worden aangeboden in een DIL-8 behuizing en kunnen uit een standaard +5 V spanning gevoed worden.

LEES OOK:

Geen verwijzingen



50.5 X9Cxxx, digitale potentiometers



Figuur 6/50.5-1: Het intern blokschema van de X9Cxxx-familie.

Kortom, ideale onderdelen voor iedereen die om de een of andere reden de grootte een spanning volledig elektronisch wil regelen door middel van een potentiometer.

Het blokschema

Het blokschema van de X9Cxxx-familie is getekend in figuur 6/50.5-1. De schakeling bestaat uit een zeven bit brede op/neer-teller, met drie ingangen. Met één ingang kan men kiezen tussen op- of neer-tellen, met de tweede kan men telpulsen toevoeren en met de derde kan men de teller blokkeren, of met andere woorden naar een stand-by modus sturen. De stand van de teller wordt opgeslagen in een zeven bit breed niet-vluchtig geheugen. De momentele tellerinhoud wordt aangeboden aan een zeven bit binair naar honderd decoder. Afhankelijk van de stand van de teller wordt één van de honderd uitgangen geactiveerd. De honderd uitgangen sturen ieder een analoge schakelaar, onder de vorm van een FET. De FET's zijn enerzijds verbonden met de knooppunten van een weerstandsdeler, samengesteld uit 99 identieke weerstanden. De derde aansluiting van alle FET's zijn met elkaar verbonden en gaan naar de "loper"-uitgang V_W van de elektronische potentiometer. De twee uiteinden van de weerstandsketen V_H en V_L vormen uiteraard de twee vaste aansluitingen van de potentiometer.

Aansluitgegevens en functie van de pennen

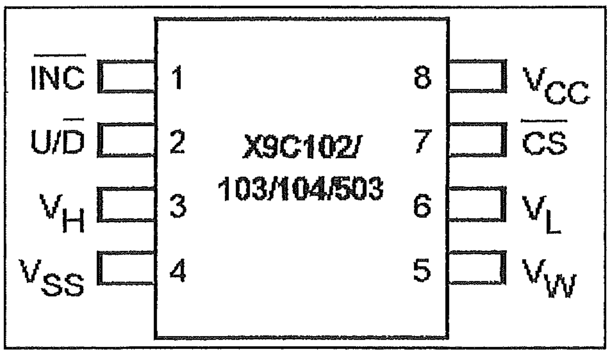
De aansluitgegevens van deze IC's zijn gegeven in figuur 6/50.5-2. De functie van de acht pennen is als volgt:

- $\overline{INC}$, Increment:

50.5 X9Cxxx, digitale potentiometers

Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid verlaagd of verhoogd, afhankelijk van het niveau op de $U/\overline{D}$-pen.

- $U/\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. Deze ingangen kunnen op analoge spanningen staan tussen -5 V en +5 V. Het maximale spanningsverschil bedraagt 10 V. De indexen "L" en "H" hebben niets te maken met lage of hoge spanning: beide ingangen kunnen, onafhankelijk van elkaar, op iedere spanning binnen het toegelaten bereik staan. De indexen hebben alleen betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De serieweerstand van de loper bedraagt typisch 40 Ω en is dus in de praktijk verwaarloosbaar. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand van de 99 worden kortgesloten. De gemiddelde tijdsduur van deze kortsluiting bedraagt 100 µs, de maximale waarde 500 µs. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd. Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het geheugen, blijft de "loper" vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom wordt verbruikt. De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!
- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC. De aanbevolen voedingsspanning bedraagt +5 V, de absoluut maximale waarde is +7 V.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip. Deze pen hoeft niet op de laagste spanning te staan, de drie V-pennen kunnen immers tot -5 V verdragen.



Figuur 6/50.5-2: De aansluitgegevens van de X9Cxxx-familie.

50.5 X9Cxxx, digitale potentiometers

Waarheidstabel en timing

De waarheidstabel van deze reeks schakelingen is voorgesteld in figuur 6/50.5-3. In een dergelijke tabel wordt de werking van de schakeling kort en krachtig samengevat. Hetzelfde kan gezegd worden van het timing-diagram van figuur 6/50.5-4. Hieruit volgt in welke volgorde men de pulsen op de drie digitale ingangen moet aanbrengen: eerst $\overline{C}$, dan $U/\overline{D}$ op het juiste niveau instellen en tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.

$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	$U/\overline{D}$	Mode
L	↘	H	Wiper Up
L	↘	L	Wiper Down
↗	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby Current
↗	L	X	No Store, Return to Standby

Figuur 6/50.5-3: De waarheidstabel van de X9Cxxx-familie.

Algemene gegevens

Alle leden van de X9Cxxx-familie hebben de onderstaande gemeenschappelijke specificaties:

- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 3 mA max.
  in stand-by: 500 µA
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  40 Ω typisch
- spanning over potentiometer:
  10 V max.
- spanning aan potmeter-einden:
  -5V min., +5 V max.
- ruisspanning:
  -120 dB/√Hz
- resolutie instelling:
  1 % van maximale waarde
- lineariteit:
  +/-1,0 %
- temperatuurscoëfficiënt:
  +600 ppm/°C typisch
- logische “L”:
  +0,8 V max.
- logische “H”:
  +2,0 V min.

Specifieke gegevens

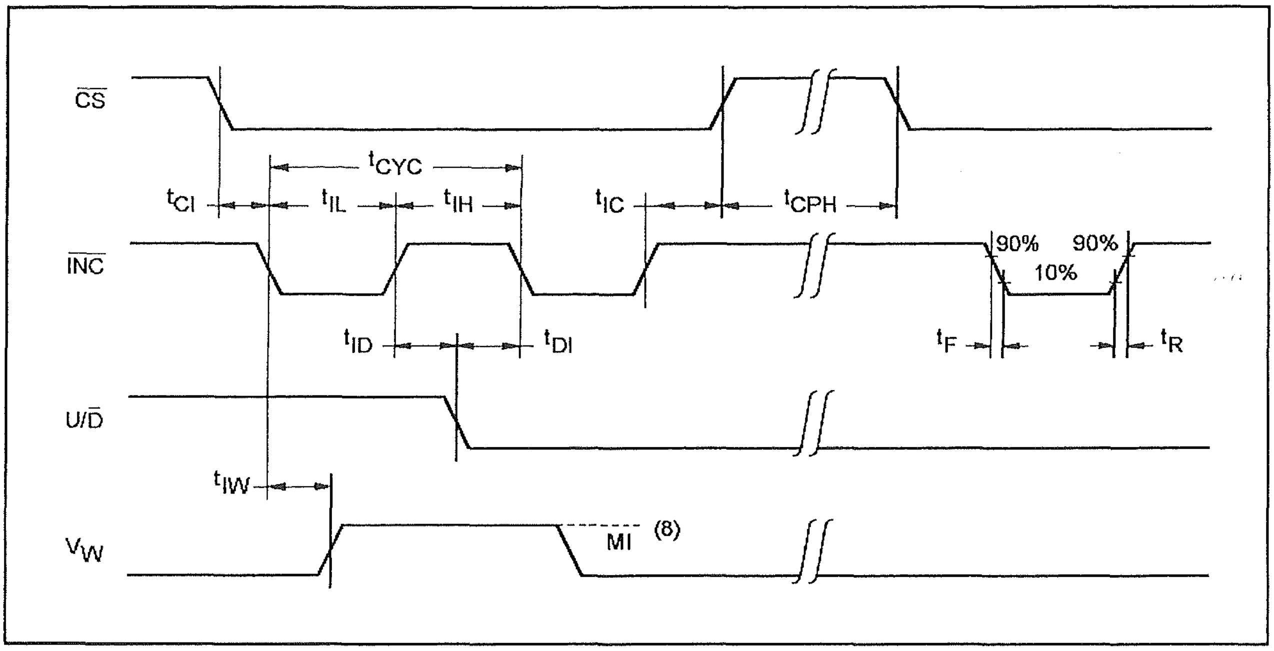
De X9Cxxx-familie bestaat uit vier leden, die alleen van elkaar verschillen in de waarde van de weerstand tussen de pennen V_L en V_H:

- X9C102:
  maximale weerstand: 1 kΩ
  resolutie: 10,1 Ω
- X9C103:
  maximale weerstand: 10 kΩ
  resolutie: 101 Ω
- X9C503:
  maximale weerstand: 50 kΩ
  resolutie: 505 Ω
- X9C104:
  maximale weerstand: 100 kΩ
  resolutie: 1,010 kΩ

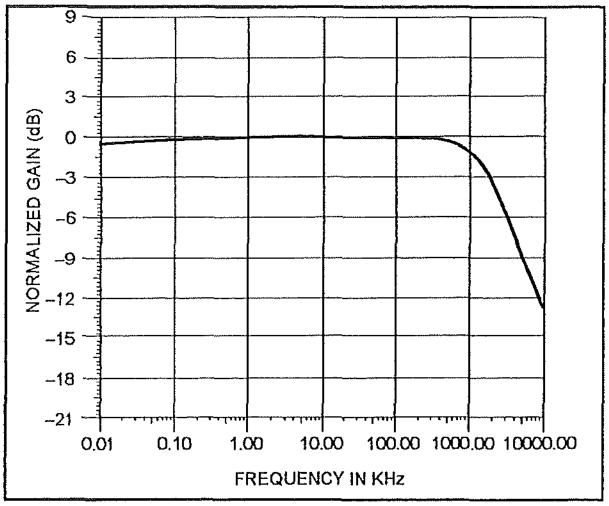
Prestaties

Een schakeling kan in theorie erg prachtig werken, maar soms laten de in de praktijk meest belangrijke eigenschappen het flink afweten. Voor een elektronische potentiometer, die vaak zal toegepast worden in audio-apparatuur, zijn gegevens zoals vervorming en frequentiebereik natuurlijk uiterst belangrijk. In figuur 6/50.5-5 is het frequentiebereik van de X9C102 gegeven.

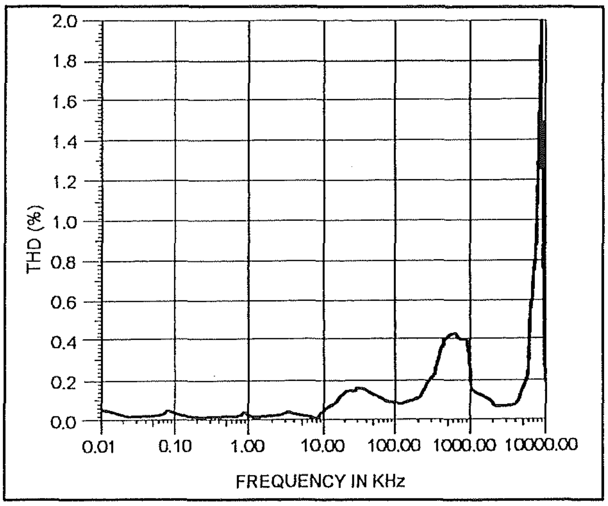
50.5 X9Cxxx, digitale potentiometers



Figuur 6/50.5-4: Het timing-diagram van deze reeks elektronische potentiometers.



Figuur 6/50.5-5: De frequentie-karakteristiek van de X9C102, die het breedbandigst is.

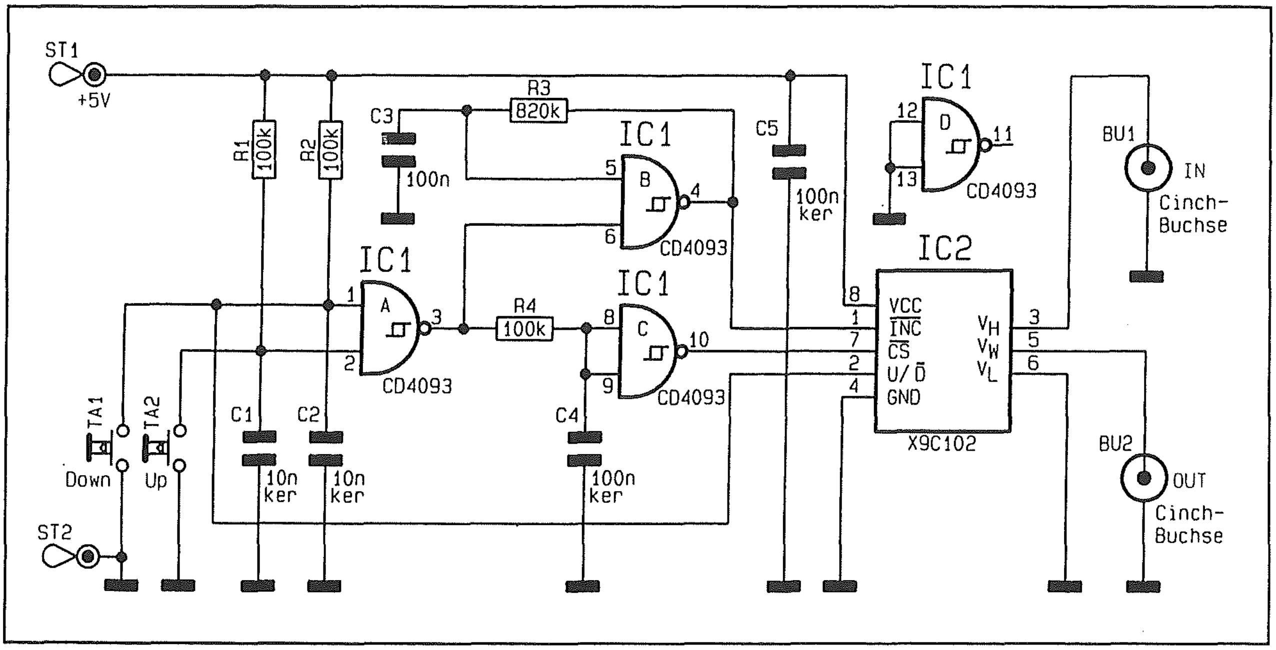


Figuur 6/50.5-6: De vervorming van de X9C102.

Hieruit blijkt dat men de schakelingen zonder noemenswaardige verzwakking kan gebruiken tot ongeveer 0,5 MHz. Met opzet is uitgegaan van de XC102, omdat deze de beste eigenschappen heeft. Andere leden van de familie beginnen reeds bij 15 kHz iets te verzwakken!

Wat vervorming betreft is de X9C103 het beste. Deze blijft tussen 10 Hz en 1 MHz onder de 0,3 %. In figuur 6/50.5-6 is de vervorming van de X9C102 weergegeven, die dus een stuk ongunstiger uit de bus komt.

50.5 X9Cxxx, digitale potentiometers



Figuur 6/50.5-7: Een praktische schakeling voor het aansturen van een elektronische potentiometer.

Hetgeen natuurlijk de vraag aan de orde stelt welk IC uit de familie nu het beste is voor audio-toepassingen. In het algemeen kan men stellen dat de XC103 de beste specificaties heeft. Met zijn geringe vervorming en zijn rechte frequentiekarakteristiek tot meer dan 75 kHz biedt dit IC een zeer goed compromis. Bovendien is de potentiometer-waarde van 10 kΩ in de praktijk nog goed bruikbaar voor filters, toonregelingen, volume- en balans-instellingen.

Een praktische schakeling

In figuur 6/50.5-7 wordt tot slot een praktische schakeling rond deze elektronische potentiometers gegeven. Deze digitale potentiometer wordt bediend door middel van twee drukknoppen TA1 en TA2. TA1 is de "Down"-knop, TA2 de "Up"-toets. Beide toetsen zijn aangesloten op de twee ingangen van een geïntegreerde Schmitt-trigger van het type CD4093. De twee ingangen van de poort A worden via de weerstanden R1 en R2 met de +5 V voeding verbonden. De uitgang van poort IC1 is dus "L". Drukt men een van de drukknoppen in, dan wordt een van de ingangen naar "L" getrokken, zodat de uitgang van de poort "H" wordt. De condensatoren C1 en C2 onderdrukken de bounce-eigenschappen van de contacten van de drukschakelaar.

Iedere druk op de knop zal een eenduidige positieve flank op de uitgang van de poort genereren. Rond de poort IC1B is een oscillator opgebouwd, die een signaal met een frequentie van ongeveer 30 Hz genereert. Die oscillator kan echter alleen oscilleren, als de onderste ingang "H" is. Dit gebeurt op het moment dat er op een van de drukknoppen wordt gedrukt. De uitgang van de poort stuurt de $\overline{\text{INC}}$-ingang van de elektronische potentiometer IC2, de ingebouwde teller gaat dus gestuurd worden met 30 Hz.

Het hoge signaal op de uitgang van poort A stuurt via het vertragend netwerkje R4/C4 de ingangen van poort IC1C. Na enige tijd gaat de uitgang van deze poort

50.5 X9Cxxx, digitale potentiometers

naar "L", zodat de Chip Select geactiveerd wordt en de elektronische potentiometer uit de stand-by modus wordt gehaald. De telpulsen worden verwerkt, de loper van de potentiometer gaat met 30 stappen per seconde "op" en "neer". De U/D̄-ingang is rechtstreeks verbonden met de drukknop TA1. Drukt men op deze knop, dan wordt deze ingang "L" en gaat de teller aftellen. Drukt men niet op deze knop, dan blijft deze ingang "H", zodat opgeteld zal worden. Laat men beide drukknoppen met rust, dan stopt de oscillator en de teller wordt niet meer gestuurd. Even later gaat de uitgang van poort C naar "H", zodat de Chip Select "H" wordt en de elektronische potentiometer naar de stand-by stand gaat. De loper blijft staan in de stad waar de laatste telpuls hem naar toe heeft gestuurd.

Natuurlijk kan het in de praktijk voorkomen dat men vindt dat de schakeling te snel reageert op de druktoetsen. De honderd stappen worden nu in iets meer dan 3 seconde doorlopen. Men kan natuurlijk de frequentie van de oscillator verlagen door de condensator C3 te vervangen door een type met een hogere waarde.

Verkrijgbaarheid

De leden van de X9Cxxx-familie zijn goed verkrijgbaar. Conrad Electronic, bijvoorbeeld, levert de 9C103, de X9C503 en de X9C104 uit voorraad voor een prijs van *f* 8,97 inclusief BTW. Nadere inlichtingen: 053-428.54.90.

50.5 X9Cxxx, digitale potentiometers

6/50.6

ZSD100, alarmsirene besturing

Inleiding

Sirenes zijn onontbeerlijke hulpmiddelen voor iedereen die een alarminstallatie wil bouwen. Of het nu gaat om de beveiliging van het huis, de hobby-schuur, de caravan, de boot of de auto, in alle gevallen wordt het sluitstuk van het systeem gevormd door een acoustische alarmmelder. Sirene-schakelingen zijn natuurlijk in principe niet moeilijk te ontwerpen. Maar als men een behoorlijk grote geluidsdruk uit de schakeling wil halen, dan komt er toch wel heel wat elektronica aan te pas! Gelukkig kan men door gebruik te maken van een speciaal IC een heleboel externe componenten besparen.

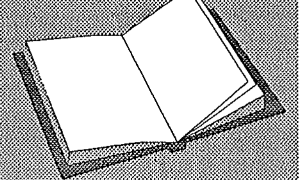
De ZSD100 van Zetex

De ZSD100 van Zetex is zo'n speciale schakeling. Het IC bevat een gewobbelde signaalgenerator, die speciaal ontwikkeld werd voor het aansturen van piëzoceramische alarmgevers. Met twee condensatoren, één transistor en een trafootje als extra is het mogelijk een geluidsdruk van niet minder dan 120 dB te genereren! Dit komt overeen met een hoeveelheid geluid, die dicht in de buurt van de pijngrens komt! Bovendien heeft het IC een complementaire uitgangstrap, zodat men ook luidsprekers in brugschakeling aan kan sturen en uit een lage voedingsspanning een maximaal hoeveelheid geluid kan worden gehaald. Een bijkomend groot voordeel is dat de schakeling maar echt stroom gaat trekken als het noodzakelijk is, dus als het alarm gestuurd moet worden. In rust neemt het IC genoegen met een stroom van slechts 1 μA. Batterij- of acccuvoeding is dus zonder meer mogelijk, de ruststroom is veel lager dan de eigen ontlaadstroom van zelfs de beste batterij.

Het blokschema

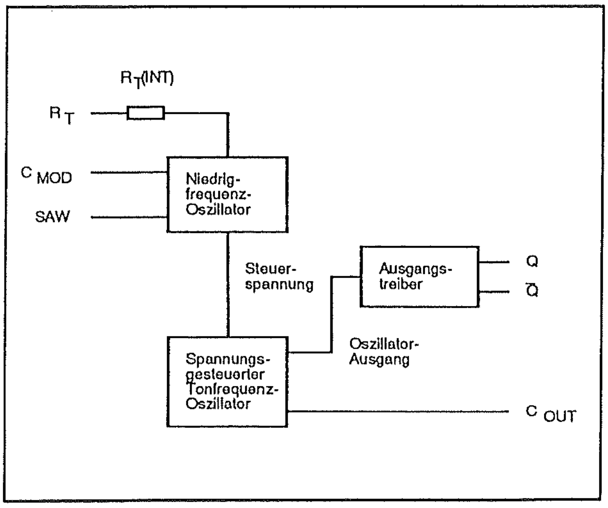
Het blokschema van de ZSD100 is getekend in figuur 6/50.6-1. De schakeling is samengesteld uit een laagfrequente oscillator, waarvan de frequentie via een externe condensator kan worden ingesteld. Deze oscillator stuurt een spanningsgestuurde tweede oscillator, die verantwoordelijk is voor het geluidssigaal. Doordat deze tweede oscillator uit de eerste wordt gestuurd, zal de frequentie van de tweede oscillator gemoduleerd worden.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/8.10.13
Hoofdstuk 4/2.4



50.6 ZSD100, alarmsirene besturing

Men krijgt dus het typische huilende geluid dat zo kenmerkend is voor een goede sirene. De frequentie van deze tweede oscillator is ook via een externe condensator over een breed gebied in te stellen. Nadien volgt de eindtrap, die complementair is uitgevoerd en dus twee ten opzichte van elkaar geïnverteerde signalen levert. Deze uitgangen zijn in staat 5 mA stroom te leveren en kunnen rechtstreeks gebruikt worden voor het open sturen van halfgeleiders. Er zitten immers stroombegrenzende schakelingen in het IC, die de stroom op deze maximale waarde begrenzen. Basisweerstanden zijn niet noodzakelijk! Tot slot heeft de schakeling nog een stuuringang R_T. Via deze ingang kan men de schakeling in de "slaap"-modus sturen, hetgeen er op neer komt dat het IC gede-activeerd wordt en de bijzonder lage ruststroom van 1 μA verbruikt.



Figuur 6/50.6-1: Het intern blokschema van de ZSD100.

Aansluitgegevens en penbeschrijving

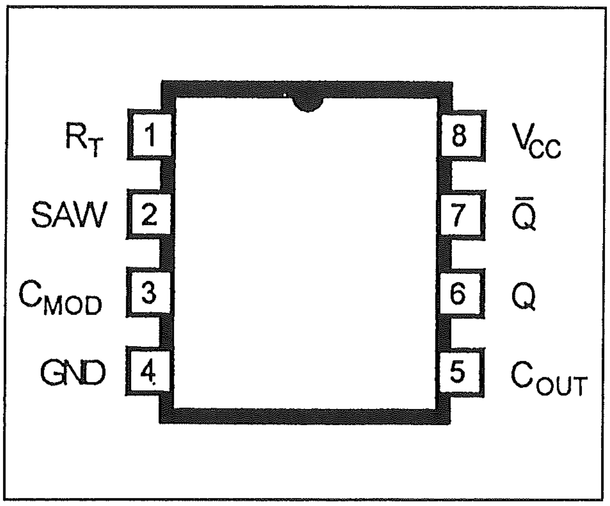
De ZSD100 wordt geleverd in een DIL-8 behuizing, waarvan de aansluitgegevens zijn voorgesteld in figuur 6/50.6-2. De functie van de acht pennen is als volgt:

- R_T:
  Op deze ingang kan men op de eerste plaats een externe weerstand aansluiten voor de verbetering van de frequentie-instellingen. Door een weerstand van maximaal 1 MΩ tussen deze pen en de massa te schakelen, worden de waarden van de noodzakelijke condensatoren gereduceerd en neemt het stroomverbruik van de schakeling af. Op de tweede plaats wordt deze ingang gebruikt voor het naar de "slaap"-modus schakelen van het IC. Laat men deze ingang open, of legt men hem aan de positieve voeding, dan worden de meeste interne schakelingen van het IC uitgeschakeld.
- SAW:
  Met deze aansluiting wordt de aard van de frequentie-modulatie van het uitgangssignaal bepaald. Een open aansluiting geeft een driehoekvormige modulatie, verbindt men deze ingang met de C_{MOD} dan ontstaat een zaagtandvormige modulatie.
- C_{MOD}:
  Een condensator tussen deze ingang en de massa bepaalt de modulatiefrequentie. De waarde van dit onderdeel kan liggen tussen 100 nF en 100 μF.
- GND:
  De massa-aansluiting.
- C_{OUT}:
  Een condensator tussen deze ingang en de massa legt de uitgangsfrequentie van de tweede oscillator vast. De waarde van dit onderdeel mag liggen tussen 1 nF en 100 nF.
- Q:
  De niet-inverterend werkende uitgangsdriver, kan stromen leveren tot 5 mA en stromen opnemen tot -0,5 mA.
- $\overline{Q}$:

50.6 ZSD100, alarmsirene besturing

De inverterend werkende uitgangsdriver, kan stromen leveren tot 5 mA en stromen opnemen tot -0,5 mA.

- V_{CC}:
  De voedingsaansluiting, mag maximaal op +18 V worden gezet.



Figuur 6/50.6-2: De aansluitgegevens van de ZSD100.

1. $F_{MOD} = \dfrac{2850}{C_{MOD}\ (61{,}5 + R_T(EXT))}$ Hz

C_{MOD} in μF, R_T(EXT) in kΩ

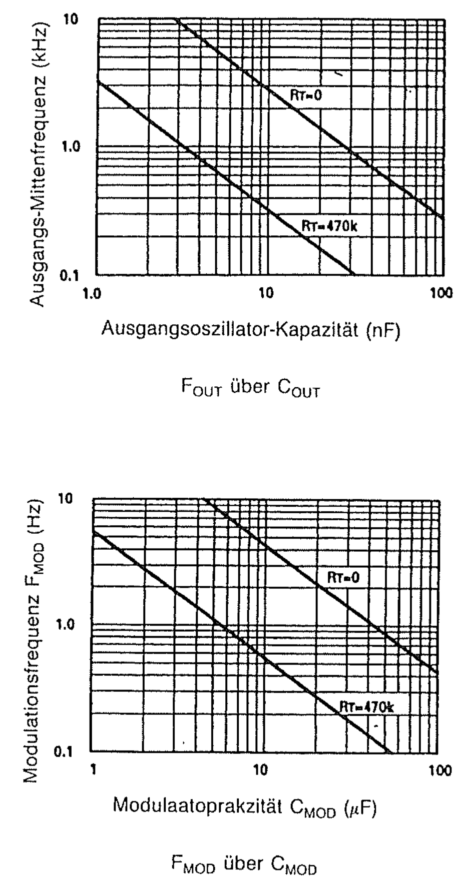
2. $F_{OUT} = \dfrac{1710}{C_{OUT}\ (61{,}5 + R_T(EXT))}$ kHz

C_{OUT} in μF, R_T(EXT) in kΩ

Figuur 6/50.6-3: De formules voor het berekenen van de twee condensatoren.

De instelling van de frequenties

De twee oscillatoren worden in principe ingesteld door één condensator naar de massa. De weerstand R_T kan ook bij de frequentie-instelling betrokken worden en werkt dan in op beide oscillatoren. De twee formules voor het berekenen van de frequenties F_{MOD} en F_{OUT} zijn weergegeven in figuur 6/50.6-3. Wie een hekel heeft aan berekenen kan natuurlijk zuiver experimenteel te werk gaan of kan via de grafieken van figuur 6/50.6-4 de waarden opmeten.



Figuur 6/50.6-4: Deze twee grafieken geven het verband tussen de modulatie- en uitgangs-frequenties en de waarde van de condensatoren C_{OUT} en C_{MOD}.

Technische gegevens

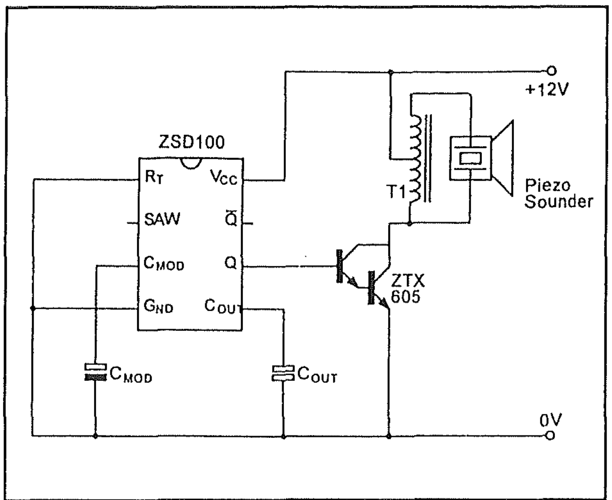
- Voedingsspanning:
  +4 V min., +18 V max.
- Voedingsstroom:

50.6 ZSD100, alarmsirene besturing

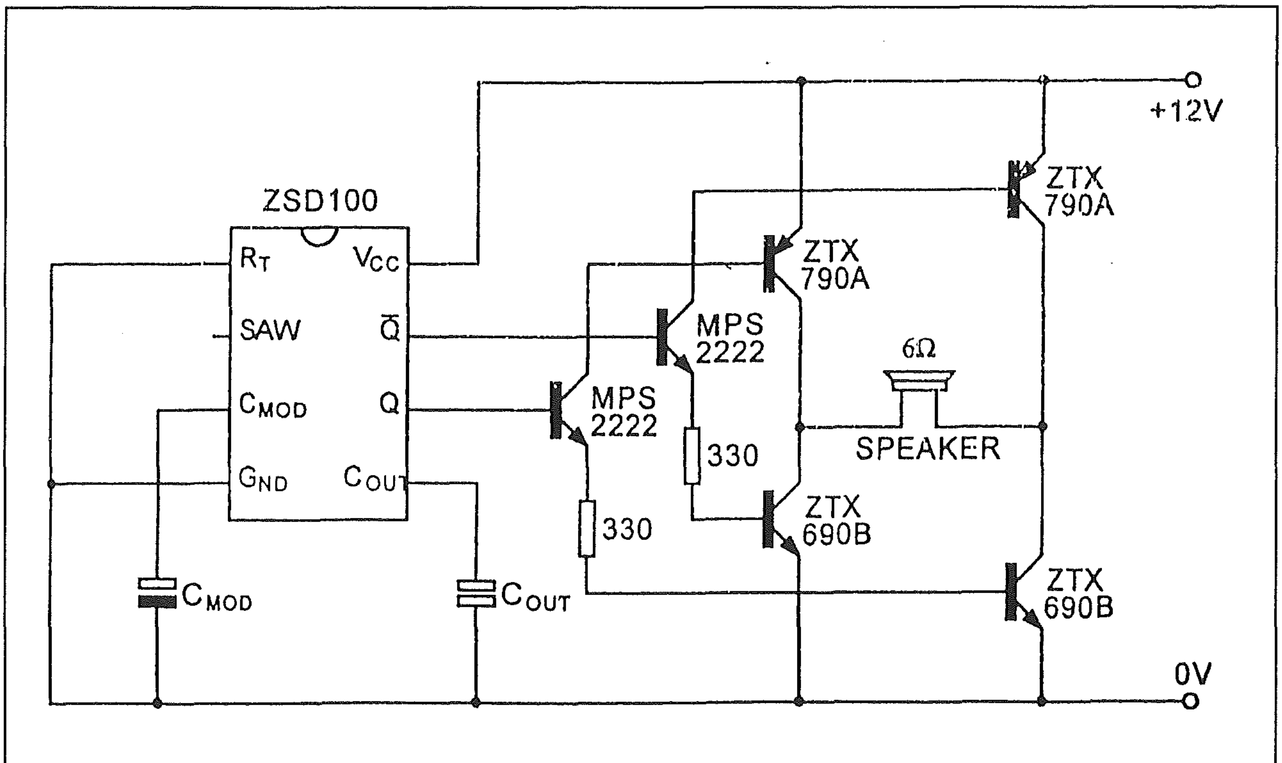
1 µA in rust, 25 mA max. in werking
- Modulatie-frequentie:
  0,1 Hz min., 10 Hz max.
- Uitgangs-frequentie:
  100 Hz min., 10 kHz max.
- Uitgangsstroom:
  5 mA max. bij 1,4 V
  -0,5 mA max. bij 1,4 max.
- Uitgangsspanning:
  "H": V_{CC} - 1,5 V max.
  "L": 0,5 V max.

Voorbeeld-schakelingen

In figuur 6/50.6-5 is het schema getekend van de schakeling waarmee men een piëzo-ceramische zoemer kan aansturen tot een geluidsniveau van 120 dB. Vanwege de ingebouwde stroombegrenzingen in de eindtrappen kan men de darlingtontransistor zonder basisweerstand rechtstreeks aan de Q-uitgang aansluiten. De transformator met middenaftakking zorgt ervoor dat de piëzo-ceramische zoemer met een maximaal signaal gevoed wordt. De trafo moet op een ferrietkern gewikkeld worden, het aantal wikkelingen is afhankelijk van het soort zoemer.



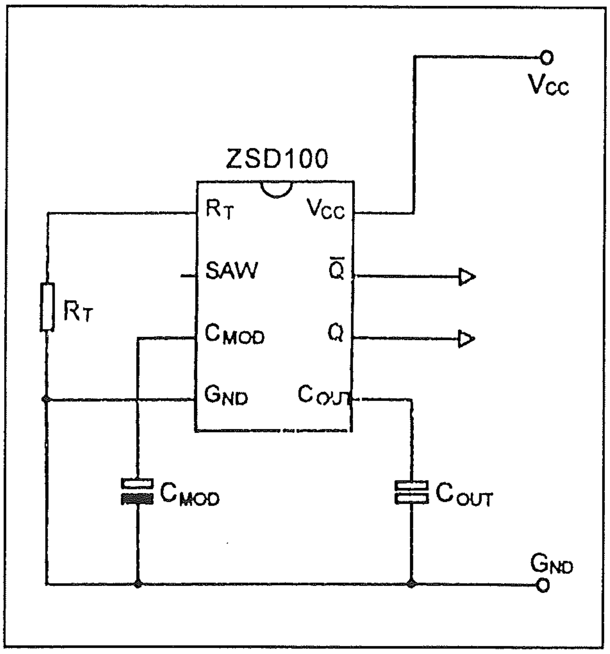
Figuur 6/50.6-5: Het aansturen van een piëzo-ceramische zoemer.



Figuur 6/50.6-6: Het aansturen van een laagimpedante luidspreker uit een brugversterker.

50.6 ZSD100, alarmsirene besturing

In figuur 6/50.6-6 is een ingewikkelder schema getekend, waarmee men een laagimpedante luidspreker kan aansturen. Deze schakeling kan bijvoorbeeld toegepast worden in de auto. De vier uitgangstransistoren vormen een brug, zodat zowel in de "L"- als in de "H"-toestand van de Q-uitgang de luidspreker met 12 V gevoed wordt. In de ene fase is de linker aansluiting van de luidspreker positief ten opzichte van de rechter, in de andere fase is dat andersom. In beide fasen loopt er dus een grote stroom door de spoel van de luidspreker.



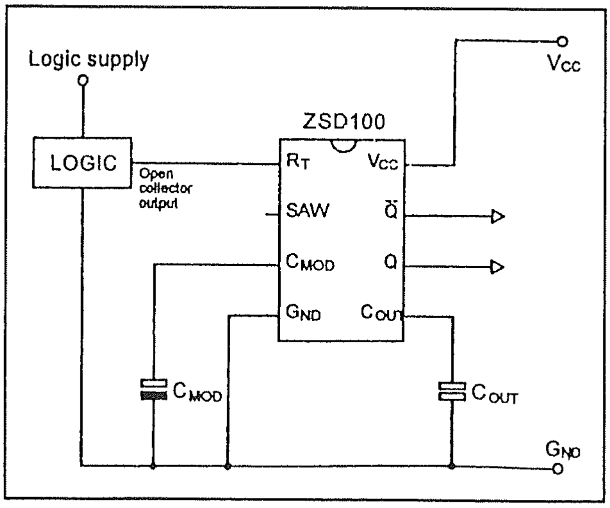
Figuur 6/50.6-7: Het schakelen van de externe weerstand R_T.

De R_T-ingang

In figuur 6/50.6-7 is getekend hoe men de externe weerstand R_T moet schakelen als men van de stroom- en condensatorbesparende eigenschappen van dit IC gebruik wil maken. Intern zit er een weerstand van 61,6 kΩ is serie met deze ingang. Maakt men gebruik van de brugschakeling van figuur 6/50.6-6, dan wordt het niet aanbevolen de weerstand R_T toe te passen. De schakelsnelheden nemen namelijk af, waardoor het omschakelen van de uitgangen van "L" naar "H" en van "H" naar "L" langer duurt. Het gevolg is dat de transistoren van de brugschakeling even samen in geleiding komen, waardoor er grote stroompieken tussen de voeding en de massa gaan vloeien. Het gevolg is dat het rendement van de schakeling daalt en het gedissipeerde vermogen in de eindtrappen toeneemt.

De "slaap"-modus

Het IC gaat naar de "slaap"-modus als de ingang R_T open wordt gelaten of verbonden met de voedingsspanning. In de meeste gevallen zal dit natuurlijk elektronisch moeten gebeuren.
In figuur 6/50.6-8 is hiervoor een oplossing getekend. De logische poort die de R_T-ingang stuurt ***MOET*** een open-collector hebben! Het vloeien van een kleine lekstroom naar de R_T-ingang is namelijk al voldoende om het IC van de "slaap"- naar de actieve modus te laten overschakelen.



Figuur 6/50.6-8: Het via een open-collector poort naar de "slaap"-modus sturen van de ZSD100.

50.6 ZSD100, alarmsirene besturing

Is men er niet zeker van dat de open-collector poort zijn uitgang echt helemaal op de voedingsspanning zet, dat doet men er verstandig aan een weerstand van 100 kΩ tussen de voeding en de R_T-pen te schakelen. Deze overbrugt dan de open-collector uitgangstrap en geeft de spanning op de pen een extra duwtje in de richting van de voeding.

Verkrijgbaarheid
De ZSD100 wordy in Nederland geleverd door Conrad Electronic, 053-428-54-90, voor een stukprijs van *f* 4,50.

6/50.7

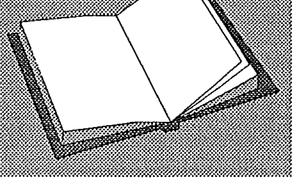
SMX-1, bewegingsdetector op basis van zeer korte golven

Inleiding

Van de verschillende systemen die zijn ontwikkeld voor het detecteren van bewegingen is deze die werkt met radargolven wel de minst bekende. In de meeste gevallen gebruikt men lichtsluizen met infrarood licht of de bekende PID-sensoren. Deze laatste soort detecteert de warmtestraling die door mensen of voorwerpen wordt uitgestraald, of liever de verstoring van het infrarode stralingsveld in een ruimte als daarin warme of koude voorwerpen bewegen. Beide systemen werken zeer betrouwbaar voor zover de te detecteren voorwerpen geen inbreuk doen aan de werkingsprincipes van de systemen. Met PID-sensoren is het bijvoorbeeld niet goed mogelijk om de beweging te detecteren van voorwerpen die even warm zijn als de omgeving waarin zij bewegen. Infrarood detectoren zijn natuurlijk alleen inzetbaar als de te detecteren voorwerpen een verwacht bewegingspatroon volgen, dus door een deuropening of iets dergelijks lopen. Bovendien is het natuurlijk duidelijk dat beide systemen absoluut niet door muren kunnen kijken!

Er bestaat een derde erg betrouwbaar systeem voor het detecteren van bewegingen: het Doppler-principe met als basis elektromagnetische golven met een zeer hoge frequentie. Populair noemt men dergelijke systemen radardetectoren. Het grote voordeel is dat deze golven door dunne muren doordringen en bijgevolg volledig verborgen kunnen worden opgesteld in de nis van een muur, die met een dun plaatje wordt afgewerkt. Niemand kan dan zien dat een ruimte beveiligd is en het is dus ook onmogelijk om het alarm te saboteren! In de industrie worden deze systemen vaak toegepast, de verbreiding onder doe-het-zelvers is tot nu tot vrij klein. Een van de redenen is dat het vrijwel onmogelijk is zélf de noodzakelijke HF-schakelingen te ontwerpen en te bouwen. Tegenwoordig bestaan er echter detectoren, waarin alle noodzakelijke elektronica geïntegreerd is. De elektronica levert een LF-signaal af waarvan de grootte en frequentie evenredig zijn met de mate van gedetecteerde beweging. Ook de prijs van dergelijke detectoren is tegenwoordig best betaalbaar.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/8.10.13
Hoofdstuk 4/14.7
Hoofdstuk 4/14.43
Hoofdstuk 6/50.6



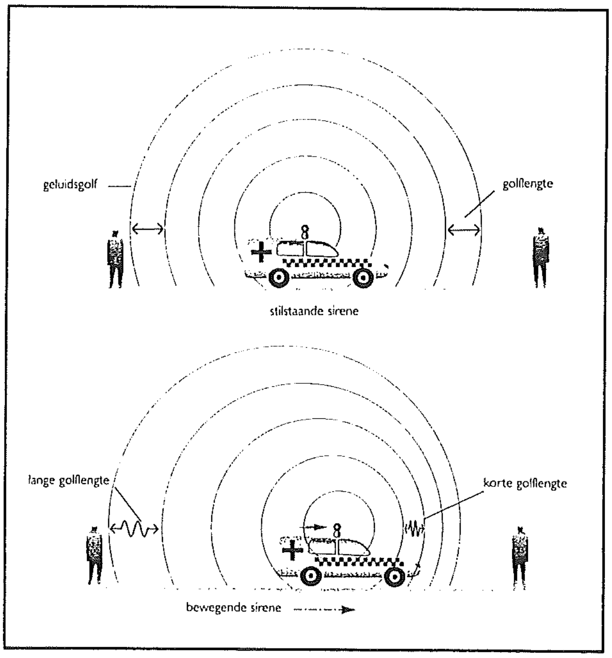
50.7 SMX-1, bewegingsdetector op basis van zeer korte golven

Het principe

Het principe van dergelijke detectoren is gebaseerd op het Doppler-effect. Als golven (wat voor soort dan ook, het Doppler-effect is universeel van toepassing) van een bewegend voorwerp terugkaatsen, dan zullen de golftoppen in de teruggekaatste golf samengeperst zijn of uitgetrokken. Een en ander is afhankelijk van de bewegingsrichting van de golven en van het bewegend voorwerp. Dit principe wordt mooi toegelicht in figuur 6/50.7-1. Hier wordt dit principe toegelicht aan de hand van een golfbron in beweging, namelijk een ambulance met loeiende sirene. Als de ambulance stil staat verspreiden de golven zich cirkelvormig rond de sirene (boven). Gaat de ambulance rijden, dan zullen de golven worden samengeperst in de bewegingsrichting van de auto en worden uitgetrokken in de andere richting. Hetzelfde verschijnsel doet zich voor als een zich verplaatsend voorwerp wordt aangestraald met golven. De teruggekaatste golven worden samengeperst of uitgetrokken. In ieder geval zorgt beweging voor een verschil in golflengte!

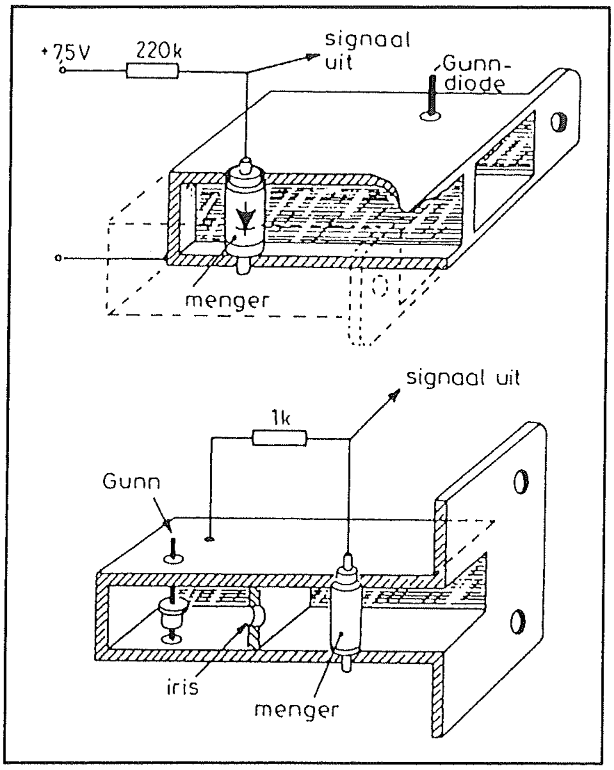
Omdat ieder golfverschijnsel ook een frequentie heeft, zal dank zij het Doppler-effect de frequentie van de teruggekaatste golven dus groter of kleiner zijn dan deze van de uitgezonden golven. Dat geldt echter alleen als het voorwerp beweegt. Staat het voorwerp stil, dan is de frequentie van de teruggekaatste golf precies gelijk aan deze van de uitgezonden golf. Met dit principe kan men vrij eenvoudige bewegingsdetectoren bouwen, die in staat zijn zelfs de kleinste beweging in een ruimte te detecteren. Het detecteren van een frequentie-verschil is immers niet zo moeilijk!

Radarsystemen, ook wel microgolfsystemen genoemd, werken volgens dit principe. Er wordt gewerkt met elektromagnetische golven in het GHz-gebied. Het grote voordeel is dat een dergelijk systeem niet gevoelig is voor harmonischen van allerlei geluiden die in en om het beveiligde huis ontstaan. Radarsystemen werken dus veel betrouwbaarder dan ultrasone systemen, die ook dank zij het Doppler-effect werken, maar erg gevoelig zijn voor dergelijke harmonischen. Het probleem is een goedkoop systeem te ontwerpen dat in staat is signalen in het GHz gebied te genereren, te ontvangen en te detecteren. Hiervoor staat tegenwoordig de zogenoemde MID-modulen ter beschikking, afkorting van "Microwave Intruder Detector". Hart van deze modulen zijn speciale GUNN-dioden, die als GHz-oscillator kunnen worden gebruikt. Deze dioden zijn ingebouwd in speciale behuizingen en worden alleen als kant- en-klare MID-modulen aangeboden. Het principe van een dergelijke module is geschetst in figuur 6/50.7-2.



Figuur 6/50.7-1: Verklaring van het Doppler-effect.

50.7 SMX-1, bewegingsdetector op basis van zeer korte golven

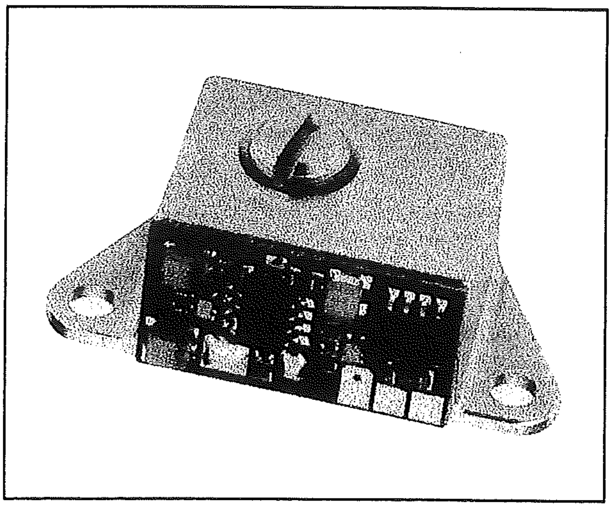


Figuur 6/50.7-2: De samenstelling van speciale modulen, die een microgolfzender en -ontvanger bevatten.

De GUNN-diode is opgesteld in een speciale behuizing, die "caviteit" wordt genoemd. De diode én de caviteit, die een soort van afgestemde ruimte vormt, kunnen gemakkelijk aangezet worden tot het oscilleren in het GHz-gebied. Een deel van de uitgestraalde energie treedt via een klein gaatje in de caviteit, de zogenoemde iris, naar buiten en geeft een deel van zijn energie af aan een speciale mengdiode. De rest van het signaal wordt via een opening in de behuizing naar buiten gestraald. Ook de ruimte waarin de mengdiode is gemonteerd is afgestemd op de zenderfrequentie. De gereflecteerde straling wordt in dezelfde ruimte opgevangen en gemengd met het zendersignaal. Zolang er niets beweegt in het bestreken gebied geeft de mengdiode geen signaal af. Als er iets beweegt zullen de teruggekaatste golven frequentie-afwijkingen vertonen. Dit signaal wordt dan weer gemengd in de diode en er ontstaat een laagfrequente verschilfrequentie, die eenvoudig versterkt en gedetecteerd kan worden.

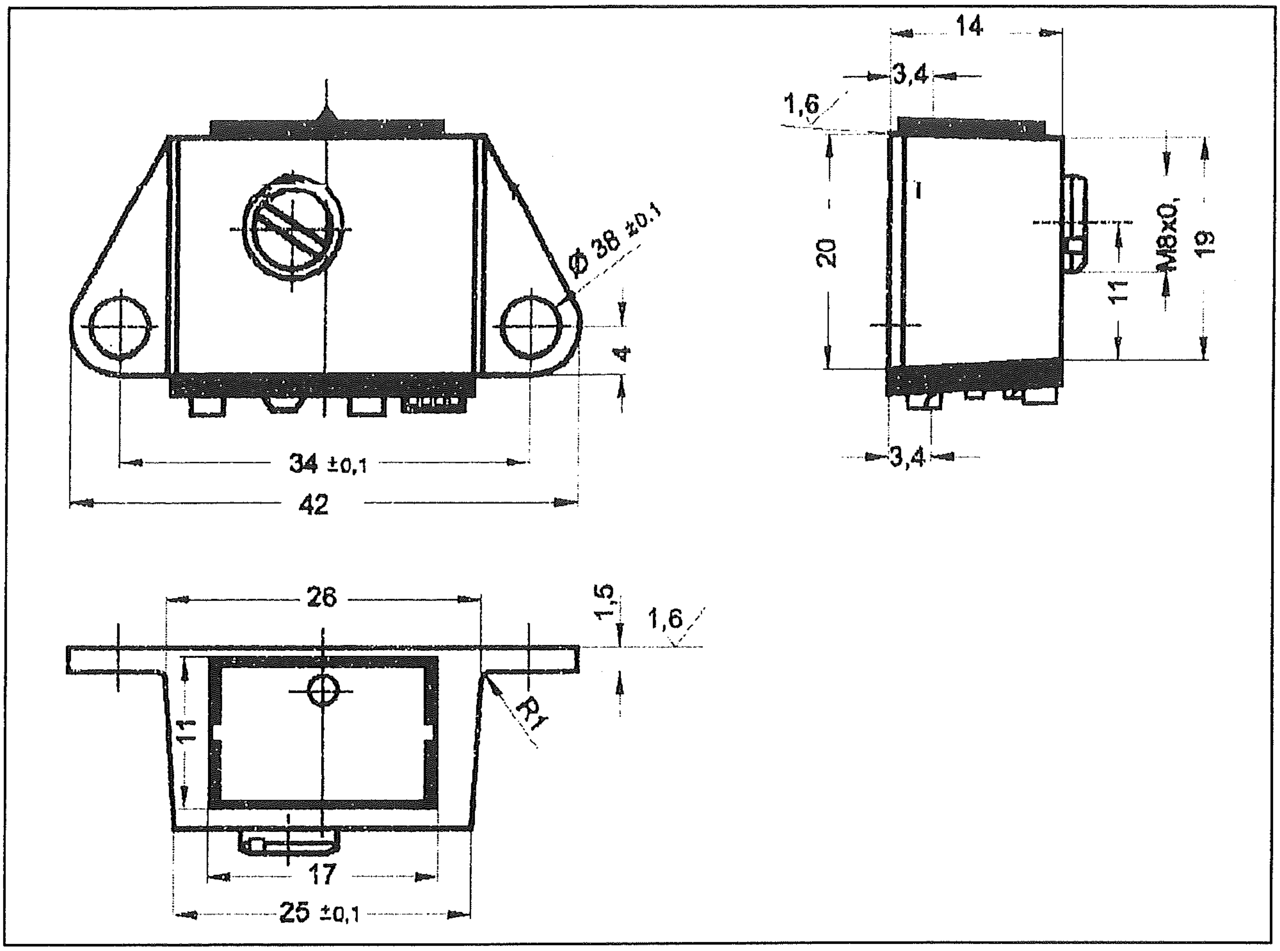
De SMX-1 van Siemens

De SMX-1 van Siemens in een low-cost MID-module, die naast de VHF-elektronica en de mengdiode ook nog een volledige LF-voorversterker bevat. Bovendien is een stabilisator aanwezig die de aan te sluiten voedingsspanning terug regelt naar een goed gestabiliseerde +5 V.
Het onderdeeltje, want het is slechts 25 x 25 x 14 mm^3 groot, ziet er uit zoals geschetst in figuur 6/50.7-3. Boven op de behuizing zit een afstemschroef, waarmee men de frequentie die wordt uitgestraald enigszins kan variëren rond de gemiddelde waarde van 9,35 GHz.
De module heeft slechts drie aansluitingen, namelijk voedingsspanning, massa en LF-uitgang. De afmetingen van de behuizing zijn voorgesteld in figuur 6/50.7-4.



Figuur 6/50.7-3: De radar-module SMX-1 van Siemens.

50.7 SMX-1, bewegingsdetector op basis van zeer korte golven



Figuur 6/50.7-4: De afmetingen van de behuizing van de SMX-1.

Technische gegevens

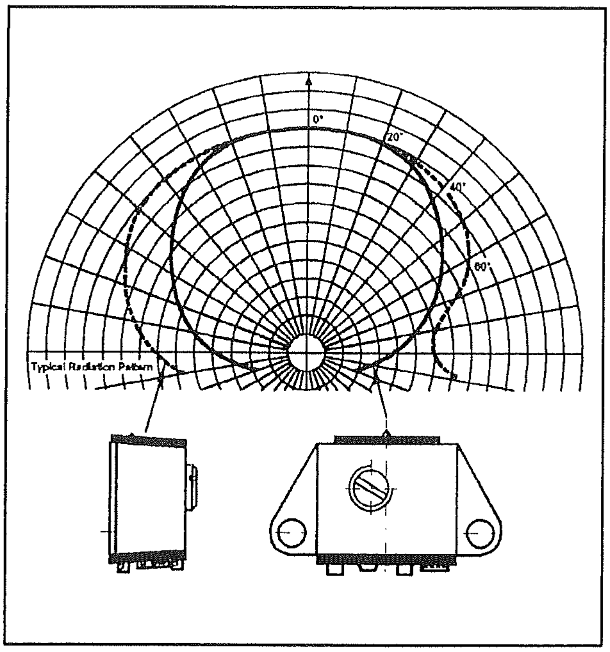
- Voedingsspanning:
  +8 V min., +15 V max.
- Voedingsstroom:
  25 mA typisch
- Temperatuurbereik:
  -20° C tot +60 °C
- Werkingsfrequentie:
  9,35 GHz +/-0,02 GHz
- Frequentiedrift:
  +/-6 MHz over temperatuurbereik
  +/-0,1 MHz over voedingsbereik
- Uitgestraald vermogen:
  0 dBm EIRP1
- Detectiebereik:
  5 m typisch
- Uitgestraald patroon:
  zie figuur 6/50.7-5
- Versterking voorversterker:
  920
- Bandbreedte voorversterker:
  2 Hz tot 750 Hz
- Ruis op de uitgang:
  20 mV max.
- Gelijkspanning op uitgang:
  +2,5 V typisch
- Insteltijd:
  4 s

De interne schakelingen

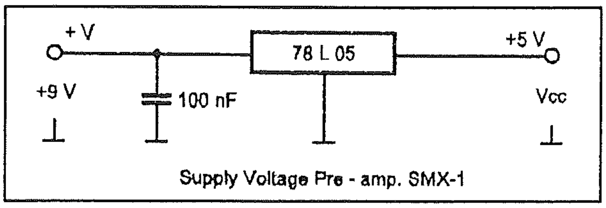
Naast de typische HF-schakelingen bevat de SMX-1 een gestabiliseerde voeding en

50.7 SMX-1, bewegingsdetector op basis van zeer korte golven

een LF-voorversterker. Het schema van de wel zeer eenvoudige voeding is getekend in figuur 6/50.7-6. De voedingsaansluiting wordt intern ontkoppeld met behulp van een condensator van 100 nF. Nadien volgt een standaard 78L05, die de aangeboden spanning reduceert tot +5 V.

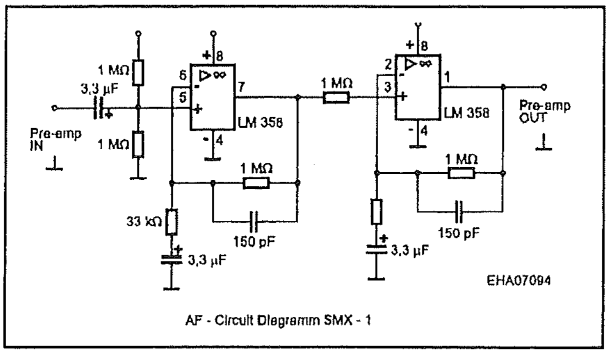


Figuur 6/50.7-5: Het ruimtelijk patroon dat door de SMX-1 wordt uitgestraald.



Figuur 6/50.7-6: Het schema van de ingebouwde gestabiliseerde voeding.

De ingebouwde LF-voorversterker is getekend in figuur 6/50.7-7. De schakeling bestaat uit een dubbele operationele versterker van het type LM358. De ingang van de GUNN-diode wordt aangesloten op de niet-inverterende ingang van de eerste op-amp. Deze ingang wordt door twee weerstanden van 1 MΩ ingesteld op de helft van de voedingsspanning. De inverterende ingang is opgenomen in een tegenkoppeling, die de versterking vast legt op ongeveer 30. In deze terugkoppeling zijn twee condensatoren opgenomen, die de bandbreedte beperken. De tweede trap is vrijwel identiek van samenstelling. Ook nu worden er bandbreedtebeperkende condensatoren in de terugkoppeling opgenomen. De uitgang van de tweede op-amp gaat rechtstreeks naar de uitgang, er staat dus een instelspanning van +2,5 V op de uitgang.

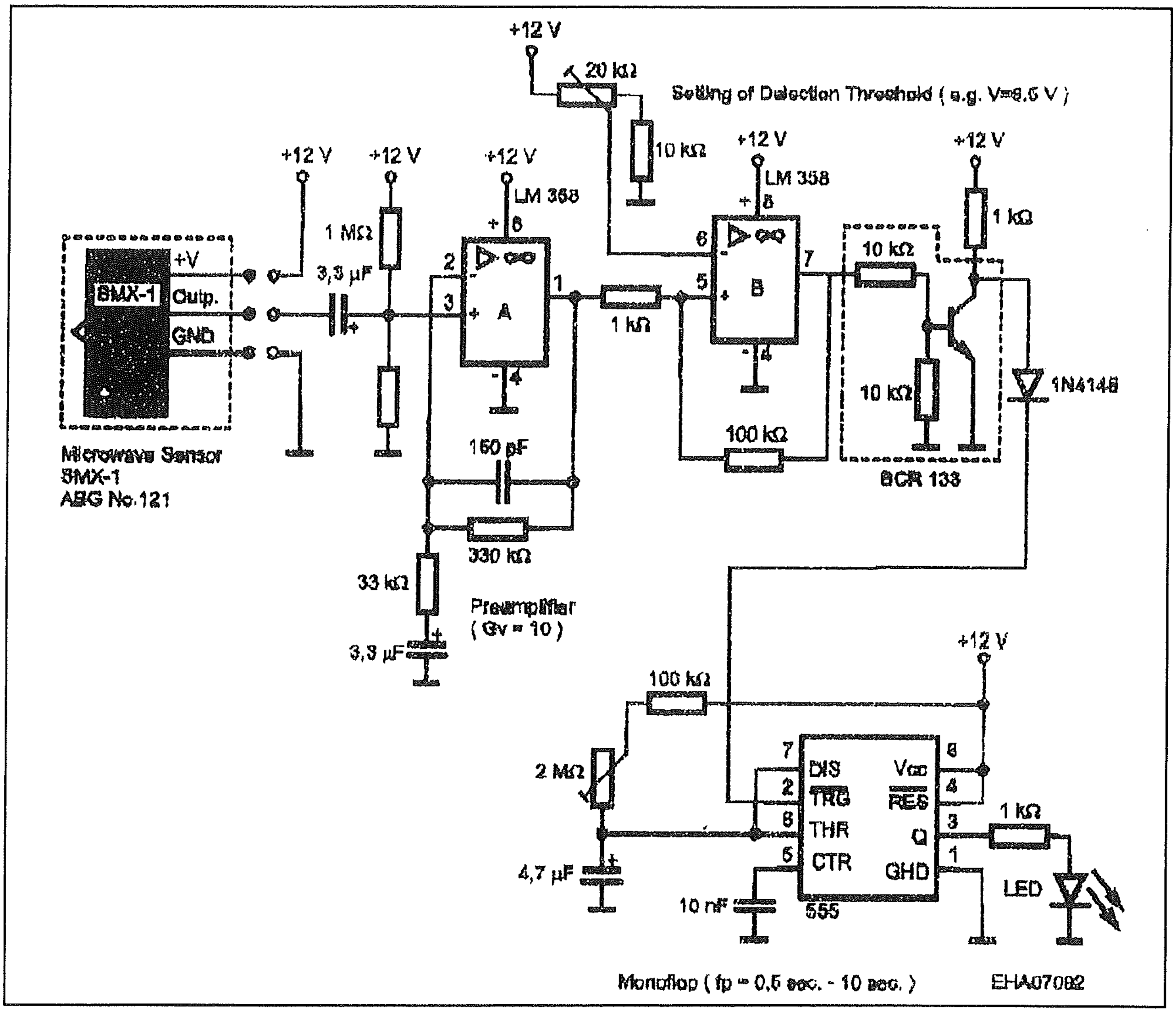


Figuur 6/50.7-7: Het schema van de ingebouwde LF-voorversterker.

Toepassingsvoorbeeld

In figuur 6/50.7-8 is het schema getekend van de door Siemens voorgeschreven applicatie-schakeling. De schakeling bestaat uit een extra versterker rond een LM358 met een versterking van 10. Deze trap wordt voorzien van bandbreedtebeperkende condensatoren in de terugkoppeling. De tweede op-amp uit de LM358 is geschakeld als comparator. Het uitgangssignaal van de versterker, aangeboden op de niet-inverterende ingang, wordt hier vergeleken met een instelbare referentie-spanning, aangesloten op de inverterende ingang.

50.7 SMX-1, bewegingsdetector op basis van zeer korte golven



Figuur 6/50.7-8: Het door Siemens aanbevolen applicatie-schema rond de SMX-1.

De grootte van deze referentie kan men instellen met behulp van de instelpotentiometer van 20 kΩ. Als de uitgangsspanning van het radar-module te klein is, zal de spanning op de niet-inverterende ingang van de LM358 kleiner zijn dan de spanning op de inverterende ingang. De uitgang van de op-amp blijft "L". Overschrijdt de uitgang van de radar-sensor een bepaalde waarde, dan zullen de positieve toppen van dit LF-signaal groter worden dan de referentie-spanning op de inverterende ingang. De uitgang van de op-amp gaat dan naar "H". Dit hoge signaal wordt door middel van de schakeltrap rond de BCR133 omgezet in een mooie digitale puls. Deze puls wordt gebruikt voor het triggeren van een 555, die als monostabiele multivibrator is geschakeld. Een "H" naar "L" overgang op de $\overline{\text{TRG}}$-ingang (pen 2) zal een cyclus starten. De Q-uitgang op pen 3 wordt dan gedurende een bepaalde tijd "H". Deze tijd is met de instelpotentiometer van 2 MΩ in te stellen tussen 0,5 s en 10 s. In het schema stuurt de uitgang alleen een

50.7 SMX-1, bewegingsdetector op basis van zeer korte golven

LED. In de praktijk kan men de hoge uitgang natuurlijk gebruiken voor het aansturen van een alarmsirene (zie hoofdstuk 6/50.6) of opnemen in het alarmcircuit van een reeds bestaande alarminstallatie.

Verkrijgbaarheid

De "Microwave Motion Sensor" SMX-1 van Siemens wordt bijvoorbeeld door Conrad Electronic (053-428.54.44) geleverd voor een prijs van *f* 119,00.

50.7 SMX-1, bewegingsdetector op basis van zeer korte golven

6/50.8

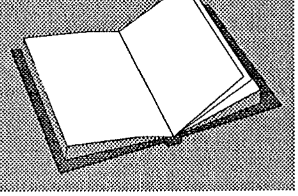
SMM2141/42, "zender" en "ontvanger" voor symmetrische LF-lijnen

Inleiding

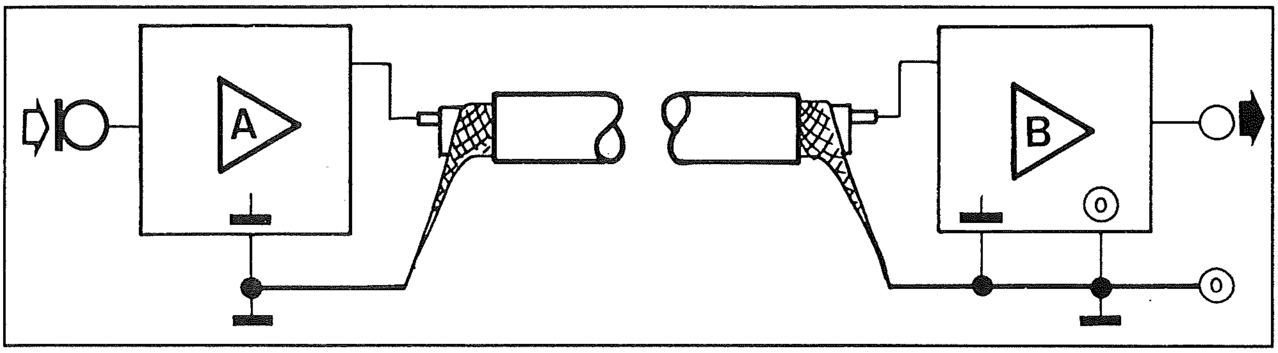
Asymmetrische kabels
Audio-apparaten moeten met elkaar verbonden worden. In de huishoudelijke sfeer, waar korte afstanden worden overbrugd, voldoen de enkelvoudig afgeschermde kabels van figuur 6/50.8-1 uitstekend. De signaalvoerende ader is omsloten door een kous, gevlochten van zeer soepel koperdraad. Deze kous wordt zowel links als rechts met de massa van de schakelingen verbonden. De centrale signaalvoerende ader wordt op deze manier afgeschermd van externe stoorvelden, zoals elektromagnetische golfverschijnselen (het 50 Hz veld van de netspanning, bijvoorbeeld).
De bedoeling is dat deze volledig worden opgevangen door de geleidende kous en naar de massa worden afgevoerd. In moeilijke omgevingen waar vaak tientallen meters kabel noodzakelijk zijn, zoals theaterpodia met fase-gestuurde lichtregelingen, zijn deze asymmetrische kabels echter absoluut onbruikbaar.
Het probleem is dat als deze eenzijdig aan de massa liggende kabels worden blootgesteld aan heel sterke elektromagnetische, inductieve en/of capacitieve strooivelden zij niet meer in voldoende mate afschermen. Deze grote stoorvelden kunnen de overdracht van bijvoorbeeld een microfoonsignaal naar een mengpaneel erg storen.

Aardlussen
Een tweede probleem van de asymmetrische kabelverbindingen is geschetst in figuur 6/50.8-2. Doordat de afschermingen van de kabels zowel links als rechts met de massa van de schakelingen verbonden moeten worden, loopt men kans dat er aardlussen ontstaan. Dat is het geval als de apparatuur door middel van geaarde netstekers verbonden wordt met geaarde wandcontactdozen. In de meeste gevallen ligt de massa van de elektronica immers aan de aarde en uit de tekening blijkt duidelijk dat er een aardlus ontstaat. De afscherming van de kabel vormt één helft van de lus, de aardingsbekabeling in het huis de tweede helft. In deze lus kunnen allerlei stromen gaan rondlopen, die in de centrale aders van de afgeschermde kabels stoorsignalen kunnen genereren.

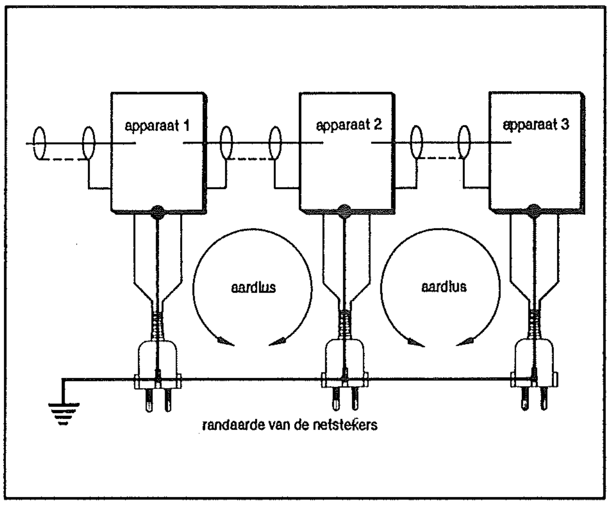
LEES OOK:
Hoofdstuk 3/12.2



50.8 SMM2141/42, "zender" en "ontvanger" voor symmetrische LF-lijnen



Figuur 6/50.8-1: Het principe van asymmetrische signaaloverdracht met een afgeschermde kabel.



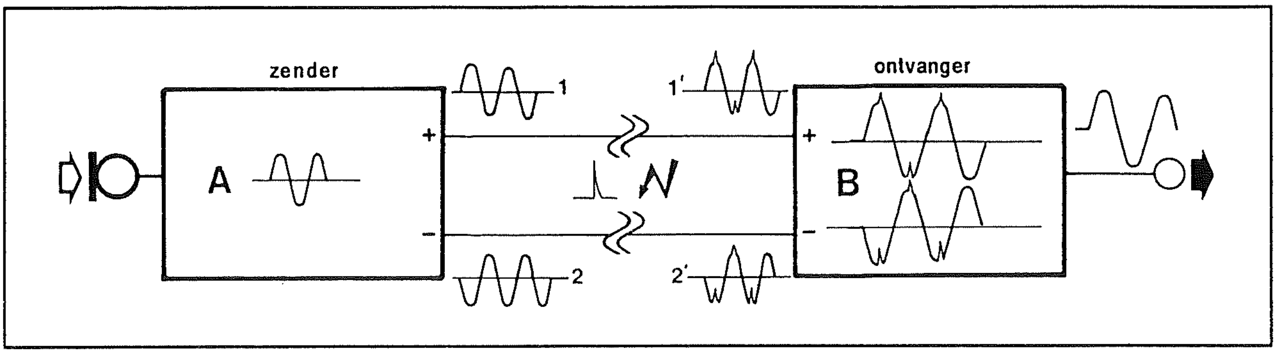
Figuur 6/50.8-2: Het ontstaan van aardlussen bij gebruik van asymmetrische kabels.

Symmetrisch

Er bestaat in feite maar één goede manier om audio-apparatuur over lange afstanden met elkaar te verbinden: symmetrische kabels. Het principe van symmetrische signaaloverdracht is geschetst in figuur 6/50.8-3. Een microfoon versterker A wordt verbonden met een mengpenaal B. Het uitgangssignaal van de microfoon versterker wordt op twee aders gezet: "+" en "-". Beide signalen zijn ten opzichte van elkaar in tegenfase, maar voeren een even groot signaal. Als het signaal op "+" maximaal positief is, is het signaal op "-" maximaal negatief. De twee uitgangssignalen worden door middel van een twee-aderige afgeschermde kabel verbonden met de ingang van het mengpaneel. Wat gebeurt er nu als er een stoorsignaal tot de kern van de kabel doordringt? Dit stoorsignaal is in de figuur symbolisch voorgesteld door een scherpe positieve naaldpuls. Dit signaal zal zowel in ader "+" als in ader "-" verschijnen, zie de grafieken 1' en 2'. De eerste trap van het mengpaneel is echter een verschilversterker. Deze levert op zijn uitgang een signaal dat gelijk is aan de algebraïsche som van de signalen op de twee signaaladers. Het signaal dat op de "-"-ader staat wordt dus afgetrokken van het signaal dat op de "+"-ader staat. Omdat het stoorsignaal op beide aders even groot is, levert dit, na de genoemde bewerking helemaal niets op! Het stoorsignaal verdwijnt dus volledig uit het microfoon signaal. Omdat het microfoon signaal in tegenfase op beide aders staat, levert de algebraïsche bewerking een uitgangssignaal op, dat dubbel zo groot is als het signaal op een van de aders. Dat is logisch. Een voorbeeld uit de rekenkunde zal dit verduidelijken.

De algebraïsche som 1 - [-1] kan geschreven worden als 1 + 1 (twee mintekens worden een plusje), zodat het resultaat +2 is. Hetzelfde gebeurt met de twee in tegenfase verkerende signalen op de twee aders.

50.8 SMM2141/42, "zender" en "ontvanger" voor symmetrische LF-lijnen



Figuur 6/50.8-3: Het principe van symmetrische signaal-overdracht.

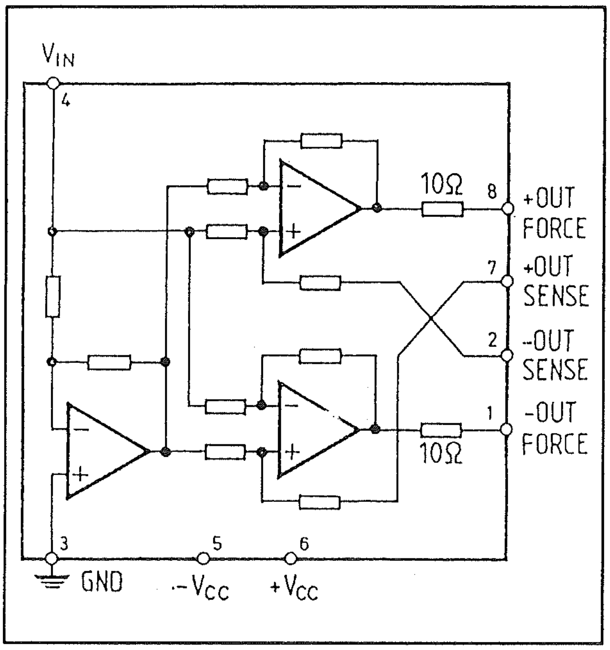
De praktijk
De theorie is dus heel erg mooi, maar hoe wordt een en ander in de praktijk gerealiseerd? Een microfoon is niet symmetrisch: een van de uitgangen ligt meestal aan de metalen behuizing van het eigenlijke element. Toch moet dit asymmetrische uitgangssignaal dus omgezet worden in twee symmetrische spanningen. Ook in een mengpaneel zijn de meeste schakelingen asymmetrisch. Hier moet dus een brokje elektronica komen, dat de twee symmetrische ingangsspanningen weer omzet in een asymmetrische spanning. Voor beide problemen zijn tal van schakelingen ontwikkeld, die als nadeel hebben dat zij vrij uitgebreid zijn. Maar ook hier zijn er halfgeleiderfabrikanten die het beroemde gat in de markt hebben ontdekt en speciale IC's hebben ontwikkeld, die de noodzakelijke signaalbehandelingen volledig automatisch en met een minimum aan externe onderdelen uitvoeren.

Twee op elkaar afgestemde IC's
PMI is een van deze fabrikanten: de IC's SSM2141 en SSM2142 zijn speciaal ontworpen om een asymmetrisch audiosignaal (bijvoorbeeld van een microfoon) om te zetten in twee symmetrische uitgangssignalen (SSM2142) en nadien uit deze twee symmetrische signalen weer een mooi asymmetrisch signaal te reconstrueren (SSM2141).

De SSM2142

Intern schema
Het intern blokschema van deze "zender" oftewel officieel "audio line-driver" is getekend in figuur 6/50.8-4. Het IC is ondergebracht in de standaard DIL-8 behuizing van moderne operationele versterkers. Het ingangssignaal wordt aan de inverterende ingang van de linker op-amp toegevoerd. Deze op-amp is geschakeld als inverterende versterker, op de uitgang staat dus het geïnverteerde ingangssignaal. Dit signaal gaat naar de inverterende ingang van de bovenste op-amp en naar de nietinverterende ingang van de onderste. Het ingangssignaal gaat naar de nietinverterende ingang van de bovenste opamp en naar de inverterende ingang van de onderste op-amp.
Op deze manier ontstaan twee uitgangsspanningen, die exact even groot zijn, maar geïnverteerd oftewel 180° in fase gedraaid. Twee "Sense"-ingangen kunnen eventueel gebruikt worden voor het invoeren van een externe terugkoppeling, hoewel dit niet noodzakelijk is.

50.8 SMM2141/42, "zender" en "ontvanger" voor symmetrische LF-lijnen



Figuur 6/50.8-4: Het intern schema van de SSM2142.

Specificaties

De SMM2142 heeft de onderstaande specificaties:

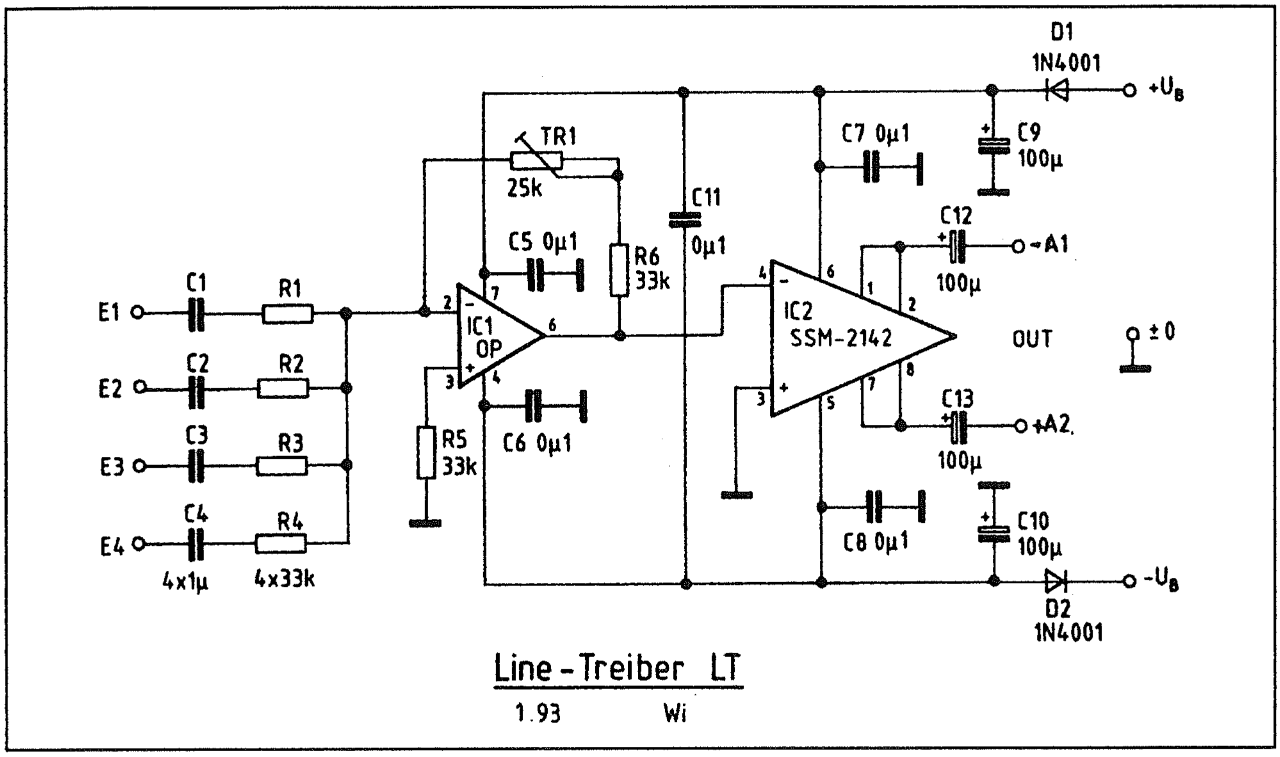
- voedingsspanning:
  +/-4,0 V min.
  +/-18 V max.
- voedingsstroom:
  +/-7 mA max.
- ingangsimpedantie:
  10 kΩ typisch
- ingangsstroom:
  750 μA max.
- slew-rate:
  15 V/μs typisch
- versterking:
  5,8 dB typisch
- vervorming:
  0,006 % typisch
- signaal/ruis-verhouding:
  108 dB typisch
- maximale uitgangsspanning:
  +/-13,8 V bij +/- 15 V voeding
- asymmetrie tussen beide uitgangen:
  35 dB typisch
- uitgangsimpedantie:
  55 Ω typisch
- uitgangsstroom:
  60 mA max.

Zoals blijkt, een lijstje dat gezien mag worden en dat zelfs de meest kritische ontwerper van LF-schakelingen zal kunnen bevredigen.

Voorbeeld-schakeling

In figuur 6/50.8-5 is een voorbeeldschakeling rond de SSM2142 getekend, waaruit duidelijk blijkt hoe eenvoudig dit IC het leven van de audio-ontwerper kan maken. In dit schema worden vier asymmetrische ingangen E1 tot en met E4 eerst met elkaar gemengd.
Nadien wordt het gemengde signaal met de SSM2142 omgezet in symmetrische uitgangsspanningen. De menger IC1 werkt volgens het bekende principe van het "virtuele nulpunt". De vier ingangen zijn via serieweerstanden R1 tot en met R4 verbonden met de inverterende ingang van de operationele versterker. De niet-inverterende ingang ligt aan de massa, het gevolg is dat de op-amp zijn inverterende ingang ook naar nul wil trekken. Dat kan, want via de weerstanden TR1 en R6 wordt een deel van de uitgangsspanning teruggekoppeld naar de inverterende ingang. Er ontstaat nu een spanningsbalans tussen de spanningen op de vier ingangen en de gemengde uitgangsspanning, die bepaald wordt door de waarden van de weerstanden R1 tot en met R6. De verhouding van de weerstanden R1/TR1+R6, R2/TR1+R6, etc. legt de versterking voor iedere ingang individueel vast. Met de instelpotentiometer TR1 kan men nadien de totale versterking van de mengtrap regelen.

50.8 SMM2141/42, "zender" en "ontvanger" voor symmetrische LF-lijnen



Figuur 6/50.8-5: Een voorbeeld-schema rond de SSM2142.

Het gemengde signaal gaat rechtstreeks naar de asymmetrische ingang van de SSM2142 en wordt, volledig door de interne schakelingen bepaald, omgezet in twee symmetrische spanningen die op de uitgangen -A1 en +A1 ter beschikking staan. De twee "Sense"-ingangen zijn rechtstreeks verbonden met hun respectievelijke uitgangen. Let op dat de schakeling rond de SSM2142 niets anders bevat dan zes condensatoren, die dienen voor de ontkoppeling van de voedingsspanningen en voor het gelijkspanningsvrij uitkoppelen van de twee uitgangssignalen.

De SSM2141

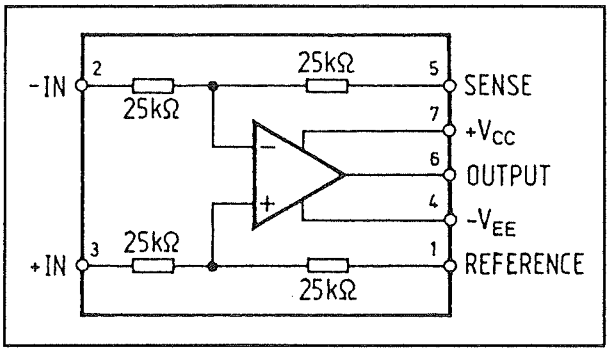
Intern schema

Het intern blokschema van deze "audio line-receiver" is getekend in figuur 6/50.8-6. In het IC is slechts één operationele versterker aanwezig, die geschakeld is als verschilversterker. Doordat de vier weerstanden van 25 kΩ lasergetrimd zijn, is men er zeker van dat de schakeling de wiskundige bewerking:

$$U_{OUTPUT} = U_{+IN} - U_{-IN}$$

met de grootst mogelijke nauwkeurigheid uitvoert. Op de uitgang verschijnt dan ook het verschil tussen de twee ingangsspanningen en stoorpulsen, die op beide ingangen in gelijke mate aanwezig zijn worden volledig onderdrukt. De "REFERENCE" moet verbonden worden met een punt dat op precies de helft van de voedingsspanning staat. Voedt men symmetrisch, dan kan men deze ingang aan de massa leggen. De "SENSE" is weer bruikbaar voor het introduceren van een externe terugkoppeling, maar kan bij de meeste toepassingen rechtstreeks met de uitgang worden verbonden.

50.8 SMM2141/42, "zender" en "ontvanger" voor symmetrische LF-lijnen



Figuur 6/50.8-6: Het intern blokschema van de SSM2141.

Specificaties

De SMM2141 heeft de onderstaande specificaties:

- voedingsspanning:
  +/-4,0 V min.
  +/-18 V max.
- voedingsstroom:
  +/-9 mA max.
- ingangsimpedantie:
  25 kΩ typisch
- ingangsstroom:
  950 μA max.
- bandbreedte:
  3 MHz bij -3 dB
- versterking:
  0 dB, +/-0,01 %
- vervorming:
  0,01 % typisch
- signaal/ruis-verhouding:
  108 dB typisch
- maximale uitgangsspanning:
  +/-10 V bij +/-15 V voeding
- common mode onderdrukking:
  100 dB min.
- uitgangsimpedantie:
  600 Ω typisch
- capacitieve belasting:
  300 pF max.

Voorbeeld-schakeling

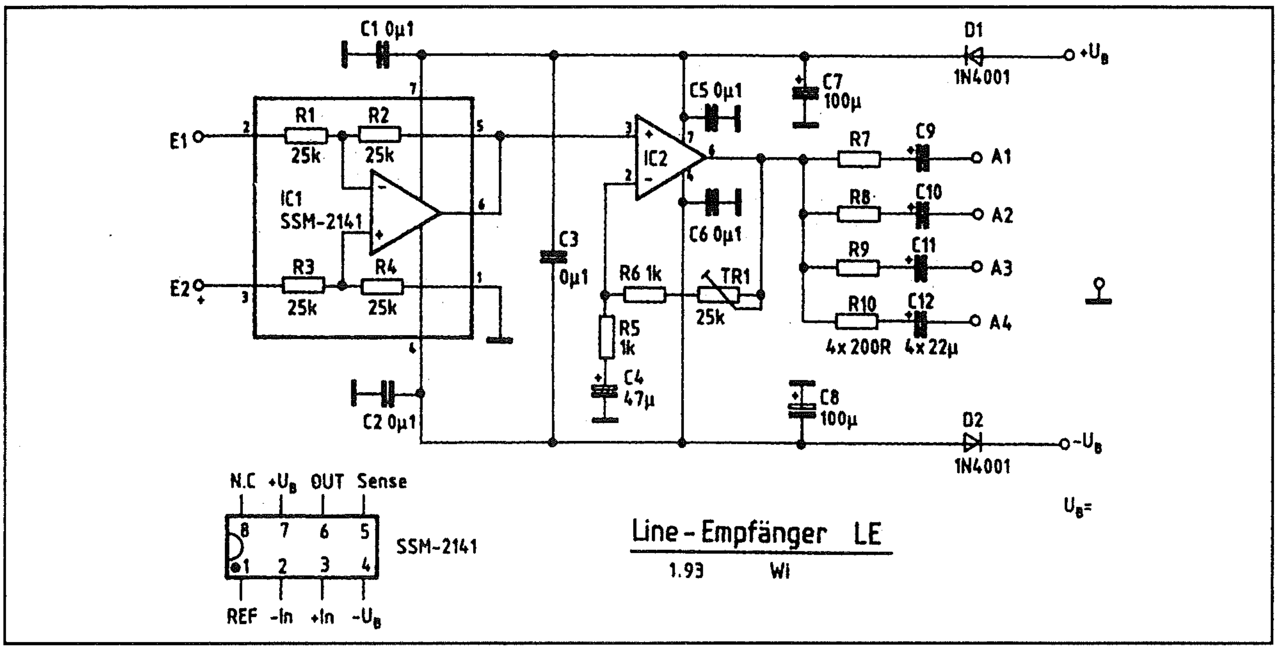
Tot slot geeft figuur 6/50.8-7 een voorbeeld rond de SSM2141. De twee symmetrische signalen worden rechtstreeks op de ingangen aangesloten. Vanwege de vrij hoge uitgangsimpedantie van het IC zal het vaak noodzakelijk zijn een extra buffer na te schakelen. Deze is hier uitgevoerd onder de vorm van een niet-inverterend geschakelde operationele versterker, die door middel van een terugkoppeling naar de inverterende ingang op een stabiele versterking wordt ingesteld. Deze factor is regelbaar door middel van de instelpotentiometer TR1.

De laag-ohmige uitgang van de op-amp gaat via serieweerstanden naar vier uitgangen, waar het asymmetrische signaal weer afgetakt kan worden ter verdere verwerking.

Verkrijgbaarheid

De twee beschreven audio-IC's zitten in het catalogus-aanbod van:
Display Elektronika,
030-265.01.50.
De SMM2141 kost *f* 2,06 en de SMM2142 *f* 15,50, beide prijzen ex. BTW.

50.8 SMM2141/42, "zender" en "ontvanger" voor symmetrische LF-lijnen



Figuur 6/50.8-7: Een voorbeeld-schakeling rond de SSM2141.

50.8 SMM2141/42, “zender” en “ontvanger” voor symmetrische LF-lijnen

6/50.9

TMP-01, programmeerbare thermostaat besturing

Inleiding

Thermostaat regelingen kunnen in de doe-het-zelf sfeer op tal van plaatsen worden toegepast. Naast vervanging van het traditionele ronde doosje kan men de verwarming individueel per kamer regelen, maar bijvoorbeeld ook een elektrisch kacheltje in de hobby-schuur zo zuinig mogelijk laten stoken. Daarnaast kan men de rollen ook omdraaien en actie ondernemen als een temperatuur te hoog wordt, bijvoorbeeld door het inschakelen van een ventilator.

De basis van iedere thermostaat is uiteraard een temperatuursensor. Er bestaan diverse elektronische oplossingen voor het omzetten van een temperatuur in een spanning of een stroom. Zelfs een ordinaire silicium-diode voldoet uitstekend als temperatuursensor!

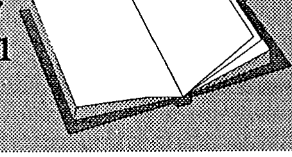
Het probleem is echter meestal dat men nadien de schakeling moet ijken, een omvangrijke en niet zo eenvoudige klus. Door diverse IC-fabrikanten worden geïntegreerde en geijkte sensoren op de markt gebracht, die een spanning genereren die recht evenredig is met de temperatuur in °C. Met zo'n sensor als basis kan iedere geoefende doe-het-zelver natuurlijk een thermostaat ontwikkelen. Het volstaat de uitgangsspanning van de sensor iets te versterken en deze versterkte spanning in een comparator te vergelijken met een instelbare drempel.

Een geïntegreerde oplossing

Tegenwoordig wordt alles in geïntegreerde vorm aangeboden, dus ook een thermostaat regeling. Analog Devices, maar bijvoorbeeld ook PMI, leveren onder typenummer TMP-01 een goed verkrijgbaar en betaalbaar (stukprijs *f* 16,00) alternatief voor het eigen knutselwerk. Dit IC bevat een zogenoemde V_{PTAT}-sensor, een referentiespanningsgenerator, twee comparatoren, een hysteresis-generator en twee open-collector uitgangstrappen. Met die twee comparatoren kan men de intern aanwezige sensorspanning, die recht evenredig is met de absolute temperatuur, vergelijken met twee extern aangelegde spanningen. Die vertegenwoordigen twee temperaturen en het IC gaat actie ondernemen als de temperatuur van de chip lager of hoger wordt dan deze temperaturen. In beide gevallen wordt een van de open-collector eindtrappen naar geleiding gestuurd, zodat bijvoor-

LEES OOK:

Hoofdstuk 3/12.3
Hoofdstuk 4/14.34
Hoofdstuk 4/14.42
Hoofdstuk 4/14.44
Hoofdstuk 4/14.17
Hoofdstuk 6/6.18.1

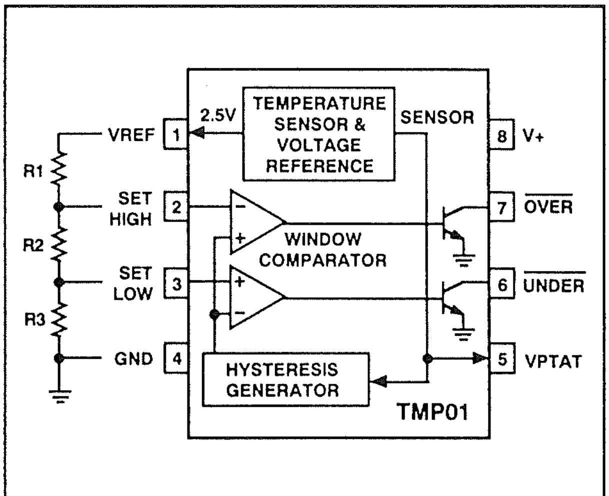


50.9 TMP-01, programmeerbare thermostaat besturing

beeld relais kunnen ingeschakeld worden.

Twee acties met één IC

Het unieke van deze schakeling is dus dat men een actie kan ondernemen als de actuele temperatuur lager wordt dan een ingestelde temperatuur, maar ook als de actuele temperatuur hoger wordt dan een tweede ingestelde temperatuur! Men zou met de TMP-01 dus bijvoorbeeld een systeem kunnen ontwerpen, dat bij een temperatuur lager dan +19 °C de verwarming inschakelt en bij een temperatuur hoger dan +25 °C een airco/koeler aanzet. Als de temperatuur tussen deze twee drempels zit, gebeurt er niets.



Figuur 6/50.9-1: Het intern blokschema van de TMP-01.

Het intern blokschema

Het intern blokschema van de TMP-01 is getekend in figuur 6/50.9-1. De twee comparatoren vormen een zogenoemde "venster-discriminator", die een interne temperatuursafhankelijke spanning vergelijkt met twee extern aan te sluiten SET-waarden. De comparatoren sturen twee uitgangstransistoren, die "H" worden gestuurd als de intern gegenereerde temperatuursafhankelijke spanning binnen de twee SET-spanningen ligt. Buiten dit gebied wordt of de $\overline{\text{OVER}}$- of de $\overline{\text{UNDER}}$-transistor in geleiding gestuurd. Met de $\overline{\text{OVER}}$-uitgang kan men dus iets inschakelen als de temperatuur van de chip te hoog wordt, bijvoorbeeld een ventilator. Met de $\overline{\text{UNDER}}$-uitgang kan men iets inschakelen als de temperatuur van de chip te laag wordt, bijvoorbeeld een elektrisch kacheltje.

De temperatuursensor

Hart van de schakeling is uiteraard de interne temperatuursensor. Deze werkt volgens het U_{PTAT}-principe, hetgeen wil zeggen dat de uitgangsspanning van de sensor recht evenredig is met de temperatuur in °K. In principe werken alle geïntegreerde temperatuur-sensoren volgens hetzelfde principe. Men schakelt van twee volledig identieke transistoren de emitters parallel en stuurt door de ene halfgeleider een veel grotere collectorstroom dan door de andere. Het spanningsverschil tussen de twee basis/emitter-overgangen wordt dan gegeven door een ingewikkelde formule, waar de absolute temperatuur in °K een belangrijke rol in speelt. De juiste samenstelling van de formule is in dit kader volstrekt onbelangrijk, maar in zeer vereenvoudigde vorm zou men deze uitdrukking kunnen schrijven als:

$$U_{BE1} - U_{BE2} = \Delta U_{BE} = \zeta * T$$

Het spanningsverschil tussen beide basis/emitter-overgangen is dus recht evenredig met de temperatuur, uitgedrukt in °K! Bij het absolute nulpunt van 0 °K (-273,15°C) zou de schakeling een uitgangsspanning van 0 V afleveren, bij iedere temperatuurstijging over één graad (°K of °C maakt gelukkig niet uit, deze eenhe-

50.9 TMP-01, programmeerbare thermostaat besturing

den hebben dezelfde eenheids-omvang) zou de uitgangsspanning van de schakeling met een bepaalde spanning ζ V stijgen. Dit zeer kleine spanningsverschil kan uiteraard door een in het IC geïntegreerde versterker worden versterkt tot een bruikbare waarde. Deze fundamentele basis-schakeling noemt men een PTAT-schakeling, afkorting van het Engelse begrip "Proportional To Absolute Temperature".

De fundamentele schakeling heeft een gevoeligheid van ongeveer 8,8 mV/°K. Dat betekent dat rond de normale kamertemperatuur van 20 °C of 257 °K de uitgangsspanning ongeveer gelijk is aan 2,25 V. Bij normale gebruikscondities zal de uitgangsspanning met slechts 8,8 mV per graad rond deze waarde variëren. Dit is natuurlijk een zeer onhandige waarde zodat de meeste sensoren een verzwakker of versterker aan boord hebben, die de schaalfactor verhogen of verlagen naar 10 of 5 mV/°K. Dergelijke schakelingen noemt men U_{PTAT}-sensoren, omdat zij een uitgangsspanning genereren die recht evenredig is met de absolute temperatuur.

Van Kelvin naar Celsius

De graad Kelvin is een eenheid die vaak in de wetenschap gebruikt wordt. "Normale" mensen rekenen temperaturen echter af in graden Celsius of in graden Farenheit. De TMP-01 rekent echter ook in °K, zodat men steeds moet omrekenen. Van Celsius naar Kelvin gaat erg gemakkelijk:

$T_{KELVIN} = T_{CELSIUS} + 273{,}15\ °$

Een temperatuur van 20 °C komt dus overeen met een temperatuur van 293,15 °K. Voor het gemak is in figuur 6/50.9-2 een omrekenschaaltje getekend, waarmee men snel tussen °K, °C en °F kan switchen.

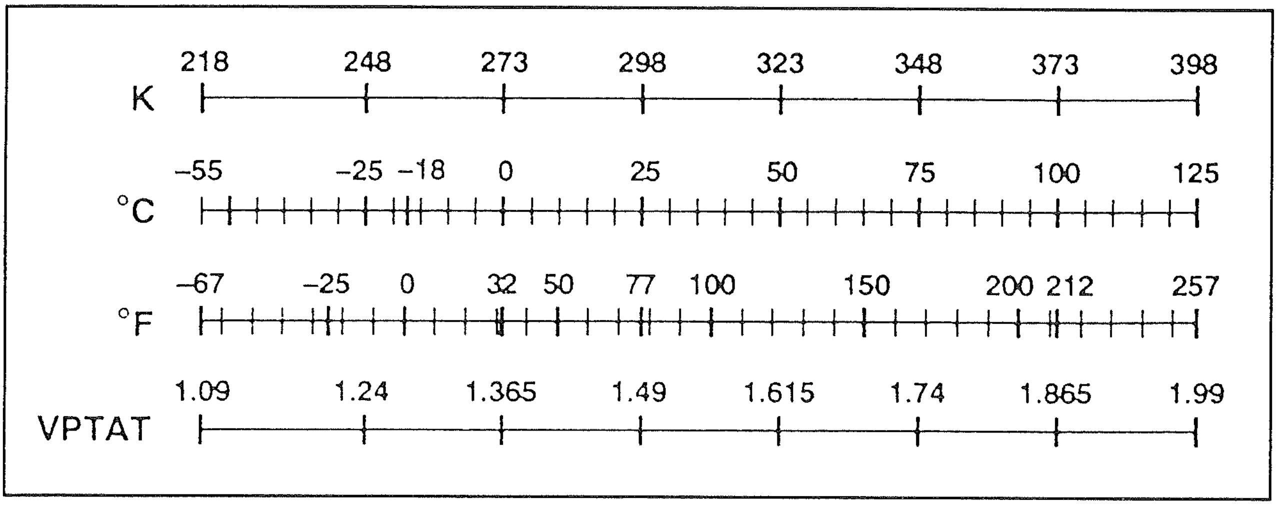
De SET-punten en hysteresis

De twee SET-punten worden ingesteld door middel van een weerstandsdeler, opgebouwd uit de drie weerstanden R1, R2 en R3 in figuur 6/50.9-1. Dat is niet zo eenvoudig als het lijkt! De schakeling kan namelijk voorzien worden van een bepaalde hysteresis rond deze punten. Dit verschijnsel wordt toegelicht aan de hand van figuur 6/50.9-3. Stel dat er twee temperaturen zijn, T_{SETLOW} en $T_{SETHIGH}$, waarop de thermostaat moet reageren met respectievelijk het inschakelen van een elektrisch kacheltje en het inschakelen van een ventilator. Stel verder dat de actuele temperatuur in de ruimte ergens tussen de twee SET-waarden in ligt. Het IC is niet actief, beide uitgangen sperren.

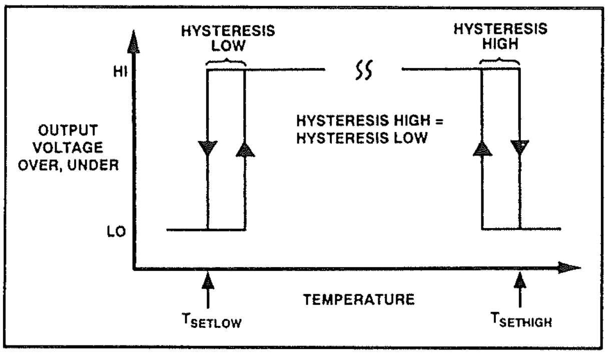
Als de temperatuur in de ruimte stijgt, zal het IC als de temperatuur gelijk wordt aan $T_{SETHIGH}$ (dalend pijltje in de grafiek) de ventilator inschakelen. De temperatuur gaat weer dalen. De ventilator wordt nu echter maar weer uitgeschakeld als de temperatuur gedaald is tot de waarde $T_{SETHIGH} - T_{HYSTERESIS}$ (de stijgende pijl). Hetzelfde geldt voor het gedrag van de comparator die reageert op de temperatuur T_{SETLOW}. Als de temperatuur verder daalt, zal het kacheltje inschakelen als de temperatuur gelijk wordt aan T_{SETLOW} (dalende pijl). De temperatuur gaat stijgen, maar de kachel gaat maar eerst uit op het moment dat de temperatuur gestegen is tot $T_{SETLOW} + T_{HYSTERESIS}$ (stijgende pijl). Het invoeren van deze hysteresis heeft als voordeel dat de regeling niet gaat "klapperen", dus op de minste of geringste temperatuurswijziging reageert.

De waarde van de hysteresis wordt bepaald door de stroom I_{VREF}, die uit de referentie-uitgang op pen 1 getrokken wordt, dus door de totale som van de weerstanden R1 + R2 + R3.

50.9 TMP-01, programmeerbare thermostaat besturing



Figuur 6/50.9-2: Het omrekenen van temperaturen tussen °K, °C en °F.



Figuur 6/50.9-3: De werking van de twee comparatoren met hun hysteresis grafisch toegelicht.

Maar de onderlinge verhouding van deze drie weerstanden bepaalt uiteraard ook de twee SET-waarden! Daarnaast moet men, voor het berekenen van de SET-spanningen, de omzettingsfactor van de sensor weten. Met andere woorden: men moet weten met hoeveel mV de interne sensorspannig stijgt per graad Celsius. Nu, die schaalfactor bedraagt 5 mV/°K, en als men bovendien weet dat 0 °C overeen komt met +273,15 °K heeft men alle gegevens bij de hand om het IC te kunnen instellen.

Het berekenen van de weerstandsdeler

Het berekenen van de drie weerstanden is niet zo eenvoudig, maar aan de hand van de hier gegeven stap na stap handleiding moet het wel lukken.

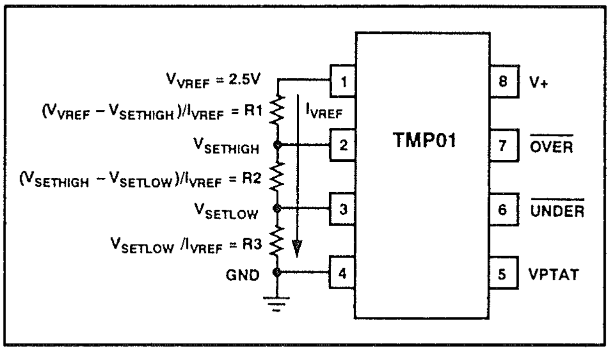
- **Bepaal de gewenste hysteresis**
  Als eerste stap moet men weten hoe groot de hysteresis moet zijn. Om nog eens samen te vatten, dat is het aantal graden Celsius dat men wil invoegen tussen het in- en uitschakelen van de twee comparatoren. In de meeste gevallen zal men deze waarde vrij klein kiezen, bijvoorbeeld 1 °C.
- **Bepaal de waarde van de stroom I_{VREF}**
  Als men de hysteresis weet, moet men de stroom berekenen, die door de drie weerstanden uit pen 1 wordt getrokken. Deze stroom bepaalt immers de hysteresis en wel volgens de formule:
  $I_{VREF} = 5\ \mu A/°C + 7\ \mu A$
  Wil men een hysteresis van 1 °C, dan moet de totale referentiestroom gelijk worden aan:
  $I_{VREF} = 5\ \mu A + 7\ \mu A = 12\ \mu A$
- **Bereken de totale weerstand**
  De totale weerstand kan nu berekend worden aan de hand van de grootte van de referentie-spanning die het IC op

50.9 TMP-01, programmeerbare thermostaat besturing

pen 1 genereert. Deze spanning bedraagt 2,5 V, zodat uit de wet van Ohm de totale belastingsweerstand berekend kan worden:
R = U/I
R = 2,5 V/12 μA = 208 kΩ

- **Bepaal de twee SET-temperaturen en -spanningen**
  In de praktijk zal het natuurlijk zelden voorkomen dat zowel SETLOW als SETHIGH actief zijn. Meestal zal men het IC inzetten om iets dat te koud wordt te verwarmen of om iets dat te heet wordt af te koelen, zodat ofwel T_{SETLOW} ofwel $T_{SETHIGH}$ van belang zijn.
  Nadat men de omschakeltemperaturen heeft vastgesteld, moet men deze omrekenen naar spanningen:
  V_{SETLOW} =
  (T_{SETLOW} + 273,15) * (5 mV/°C)
  en:
  $V_{SETHIGH}$ =
  ($T_{SETHIGH}$ + 273,15) * (5 mV/°C)
- **Berekenen van de weerstanden**
  De laatste fase is het berekenen van de weerstanden, op een dusdanige manier dat op de knooppunten de net berekende spanningen ontstaan:
  R1 = (2,5 V - $V_{SETHIGH}$)/I_{VREF}
  en:
  R2 = ($V_{SETHIGH}$ - V_{SETLOW})/I_{VREF}
  tot slot:
  R3 = V_{SETLOW}/I_{VREF}
  Alle weerstandswaarden zijn in kΩ.
- **Controle**
  Men kan de eigen berekeningen controleren door de berekende waarde van de totale weerstand te vergelijken met de optelsom van de berekende waarden voor R1, R2 en R3.

In het schema van figuur 6/50.9-4 zijn al deze berekeningen overzichtelijk samengevat.



Figuur 6/50.9-4: Het berekenen van de drie waarden van de weerstanden R1, R2 en R3.

De uitgangstrappen
De twee open-collector eindtrappen moeten minimaal belast worden. Als men namelijk 20 mA door deze transistor stuurt, zal dit een vermogen in de chip genereren van 12 mW. Dat is natuurlijk erg weinig, maar hierdoor gaat de chip toch 1,9 °C opwarmen! Deze temperatuursverhoging is natuurlijk funest voor de nauwkeurigheid waarmee de schakeling de omgevingstemperatuur meet. Een oplossing voor dit probleem is de belastingsstroom van de uitgangstransistoren te minimaliseren. Een tweede oplossing is het aanbrengen van een klein koelplaatje op de behuizing van het IC. Als dit koelplaatje een thermische weerstand van 43 °C/W heeft, zal een stroom van 20 mA door de eindtrap de chip nog maar 0,52 °C opwarmen. Nadeel van deze tweede oplossing is dat de warmtecapaciteit (de "termische massa") van het IC aanzienlijk stijgt en de chip de temperatuursvariaties van de omgeving veel trager volgt.

Specificaties
De technische gegevens van de TMP-01 kunnen als volgt worden samengevat:
- voedingsspanning:
  +4,5 V min.

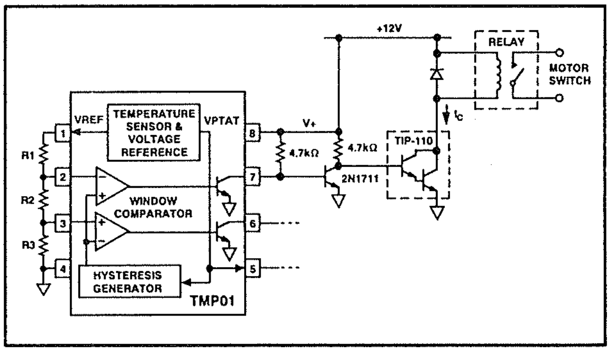
50.9 TMP-01, programmeerbare thermostaat besturing

+13,2 V max.
- voedingsstroom:
  800 μA max.
- meetbereik:
  -55 °C tot +125 °C
- omzettingsfactor:
  5 mV/°K
- nauwkeurigheid:
  +/-2,5 °C over volledig bereik
  +/-0,75 °C tussen +1 °C en +40 °C
- referentiespanning:
  +2,500 V +/-0,010 V
- drift op V_{REF}:
  -10 ppm/°C max.
- ingangsoffset:
  +/-0,25 mV typisch
- ingangsstroom:
  100 nA max.
- uitgangsstromen:
  20 mA max.
- verzadigingsspanning uitgangen:
  0,6 V typisch
- lekstroom uitgangen:
  10 μA max.

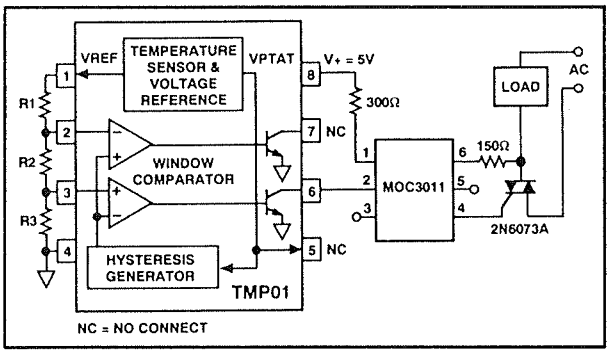
Voorbeeld-schakelingen

Figuur 6/50.9-5 geeft een typisch voorbeeld van de manier waarop men de TMP-01 in de praktijk kan gebruiken. Hierbij gaat het om een toepassing, waarbij de $\overline{\text{OVER}}$-uitgang wordt gebruikt, dus een toepassing waarbij het IC geactiveerd wordt als een bepaalde maximale temperatuur wordt overschreden. Om de open-collector uitgangstrap zo weinig mogelijk te belasten wordt gebruik gemaakt van een afsluiting met een Darlington als externe transistor. Deze wordt nog eens gestuurd door een normale transistor en bedient de spoel van een relais.

Wie, als recht geaard elektronicus, principiële bezwaren heeft tegen het gebruik van mechanisch werkende dingen als relais, kan de volledig elektronische oplossing van figuur 6/50.9-6 toepassen. Hier word gebruik gemaakt van een optisch gekoppelde triac van het type MOC3011. Primair zit daar een infrarode LED in, die wordt gestuurd door de open-collector uitgang van het IC. Secundair bevat de MOC3011 een fotogevoelige triac. Deze gaat geleiden als hij getroffen wordt door het licht van de LED en stuurt de gate van een zware tweede triac open. Dit onderdeel kan gebruikt worden voor het met het net verbinden van de motor van een ventilator of een elektrische kachel. Voordeel van dit systeem is dat er een absolute galvanische scheiding bestaat tussen het net en de schakeling.



Figuur 6/50.9-5: Het afsluiten van de TMP-01 met minimale belasting door gebruik te maken van een Darlington.

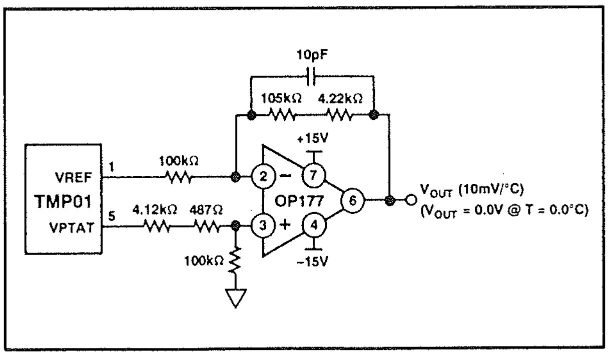


Figuur 6/50.9-6: Het aansturen van een belasting via een optische koppeling.

50.9 TMP-01, programmeerbare thermostaat besturing

De V_{PTAT}-uitgang

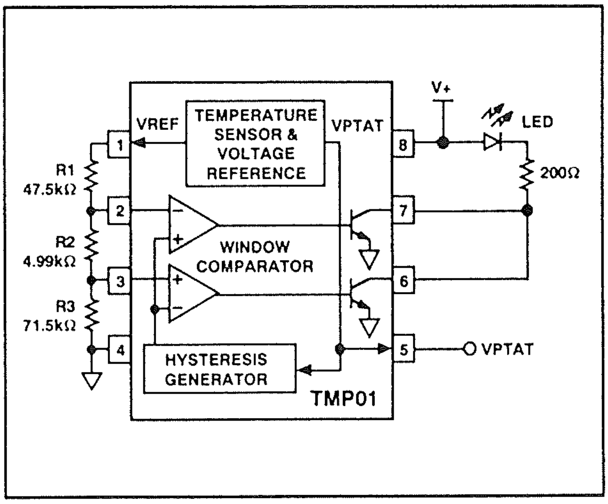
Een nog niet besproken pen van de TMP-01 is pen 5. Hierop staat de intern gegenereerde sensorspanning, met een schaalfactor van 5 mV/°K. Met de spanning op deze pen kan men de schakeling uitbreiden met een elektronische temperatuurmeter. De meeste mensen zullen een schaal, die geijkt is in °K natuurlijk niet zo handig vinden. Men kan dan de eenvoudige schakeling van figuur 6/50.9-7 toepassen, die de schaalfactor van 5 mV/°K omzet in een schaalfactor van 10 mV/°C. Bovendien is het ijkpunt 0 V bij 0 °C, zodat een echt bruikbaar instrument ontstaat, dat een zinvolle uitbreiding van de schakeling kan zijn. De externe operationele versterker is geschakeld als verschilversterker, die het verschil berekent tussen de V_{PTAT}-spanning op pen 5 en een deel van de referentie-spanning op pen 1. De zes noodzakelijke weerstanden moeten 1 % exemplaren zijn, want de in het schema getekende waarden bepalen de nauwkeurigheid van de meter.



Figuur 6/50.9-7: Het uitbreiden van de schakeling met een elektronische thermometer met een in °C geijkte schaal.

"Out of range"-applicatie

Tot slot van dit ideeën-rijke hoofdstuk geeft figuur 6/50.9-8 een schakeling, die een LED aan het branden zet als de temperatuur van de TMP-01 buiten een bepaald bereik valt. Dat kan door de twee open-collector uitgangen in een "wired-OR" configuratie op te nemen. De weerstanden R1, R2 en R3 zijn zo berekend, dat de LED gaat branden als de temperatuur van de chip lager wordt dan +15 °C of hoger wordt dan +25 °C. Een dergelijke schakeling is bijvoorbeeld ideaal om de temperatuur in een stal in de gaten te houden en te controleren of de automatische ventilatie en verwarming het goed doen.



Figuur 6/50.9-8: Een "out of range"-toepassing rond de TMP-01.

Verkrijgbaarheid

De TMP-01 is onder andere leverbaar door Conrad Elektronik, telefoon 053-428.54.90, voor een stukprijs van *f* 15,95 incl. BTW. Een drie-en-half digit digitaal meetmodule, met een meetbereik van 199,9 mV (ideaal voor het uitlezen van de temperatuur volgens figuur 6/50.9-7) is leverbaar voor *f* 39,95 incl. BTW.

50.9 TMP-01, programmeerbare thermostaat besturing

6/50.10

SAE800, generator van gong-geluiden

Inleiding

De SAE800 van Siemens lijkt wel speciaal ontworpen voor studentenhuizen, waar verschillende studenten achter één voordeur wonen. Met deze schakeling kan men namelijk drie verschillende gonggeluiden elektronisch nabootsen. Twee van de drie geluiden zijn eenvoudig te selecteren door het aanleggen van een spanning op een van de twee aanwezige trigger-ingangen.

Triggert men beide ingangen tegelijk, dan zal het derde geluid geproduceerd worden. De schakeling kan dus gemakkelijk bediend worden met drie drukknopjes, die naast de voordeur kunnen worden gemonteerd en alleen lage spanningen moeten voeren.

Er kan een gong met een, twee of drie verschillende tonen mee worden nagebootst, zodat de drie geluidseffecten goed van elkaar te onderscheiden zijn. Het IC bevat alle onderdelen om een gewone elektromechanische gong te kunnen vervangen, inclusief een klein eindtrapje, waarmee een luidsprekertje gestuurd kan worden. De toonhoogte van de door de SAE800 geproduceerde tonen is afhankelijk van de ingestelde oscillatorfrequentie. De frequenties van de drie geproduceerde tonen staan in een vaste verhouding tot elkaar:

- f1 = oscillatorfrequentie gedeeld door 20;
- f2 = oscillatorfrequentie gedeeld door 24;
- f3 = oscillatorfrequentie gedeeld door 30.

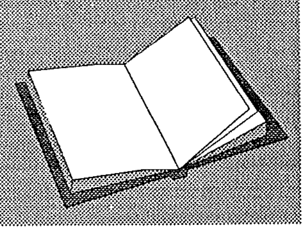
Kiest men een oscillatorfrequentie van exact 13,2 kHz, dan levert de schakeling frequenties van 440 Hz, 550 Hz en 660 Hz, een mooie harmonische relatie.

Het blokschema

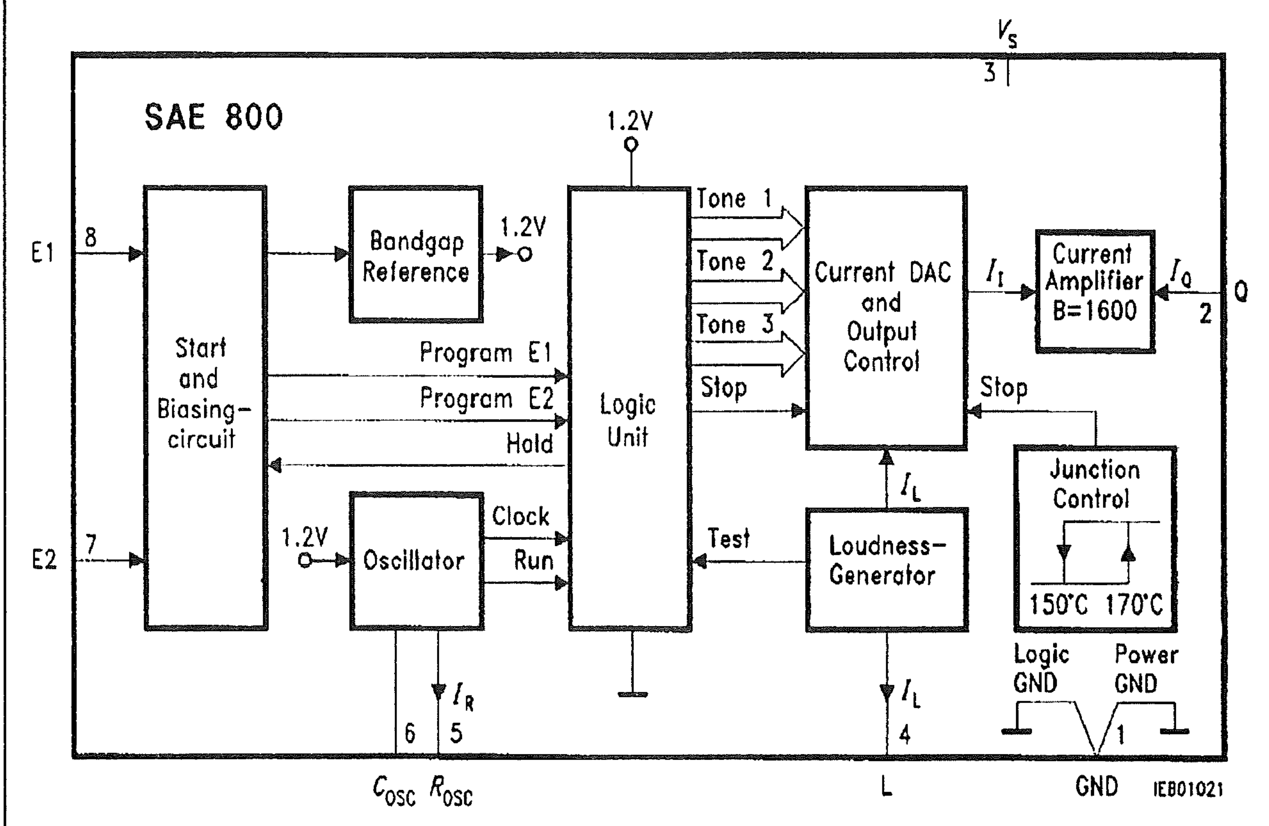
Het intern blokschema van de SAE800 is getekend in figuur 6/50.10-1. De oscillatorfrequentie wordt bepaald door een RC-netwerkje dat wordt aangesloten op de punten R_{OSC} en C_{OSC}. Tussen ingang L en de massa wordt een weerstand aangesloten waarvan de waarde de gegenereerde geluidssterkte bepaalt. De luidspreker wordt aangesloten tussen uitgang Q en de positieve voedingsspanning V_S. Dat zijn in principe de enige externe onderdelen om de schakeling aan de praat te krijgen!

LEES OOK:

Hoofdstuk 4/2.4
Hoofdstuk 4/14.21



50.10 SAE800, generator van gong-geluiden



Figuur 6/50.10-1: Het intern blokschema van de SAE800.

Met de beide trigger-ingangen E1 en E2 wordt de modus van het IC ingesteld. Een opgaande flank op de ingangen E1 en/of E2 start één cyclus, het IC start dan na een kleine vertraging met de weergave van de tonen. De waarheidstabel van deze besturing is voorgesteld in figuur 6/50.10-2.

E1	E2	Mode
Triggered	Triggered	Triple-tone
Grounded/open	Triggered	Dual-tone
Triggered	Grounded/open	Single-tone

Figuur 6/50.10-2: De waarheidstabel van de triggering.

De oscillator levert een mooie driehoekspanning waarvan de periode wordt bepaald door een externe RC-combinatie. De formule voor het bepalen van de frequentie luidt:

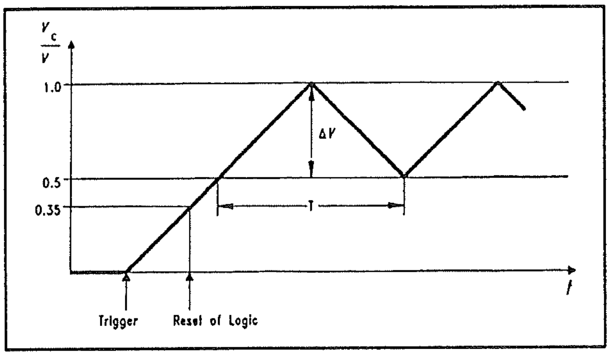
$$f_0 = 5/8 * 1/(R_{osc} * C_{osc})$$

De condensator wordt, na het ontvangen van een triggerpuls, lineair opgeladen door een constante stroom die door de pen R_{osc} geleverd wordt.

De spanning over de condensator gaat dus, zoals getekend in figuur 6/50.10-3, lineair stijgen. Nadat de condensator opgeladen is tot 0,35 keer de voedingsspanning, worden de interne logische schakelingen gereset, zodat deze klaar staan voor hun taak. Nadien zal de spanning over de condensator heen en weer pendelen tus-

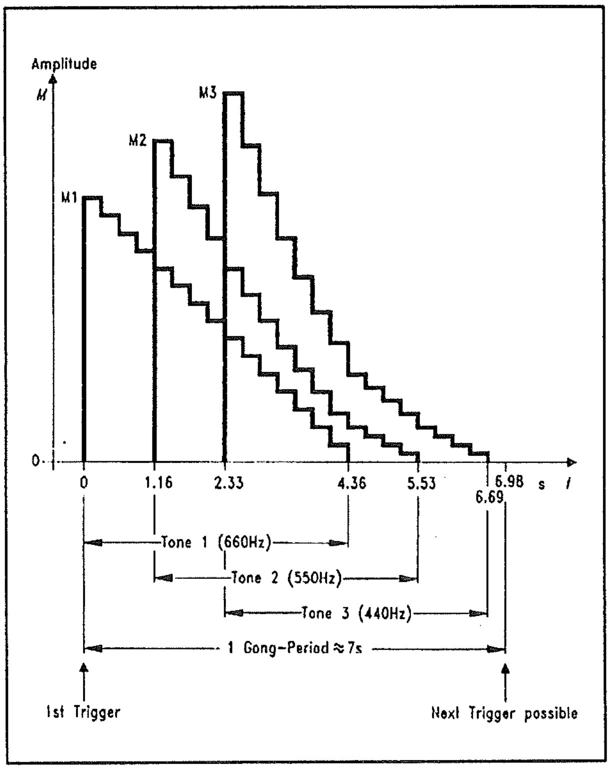
50.10 SAE800, generator van gong-geluiden

sen de voedingsspanning en de helft van de voedingsspanning.



Figuur 6/50.10-3: Het verloop van de spanning over de condensator C_{OSC}.

De grootte van de laadstroom wordt bepaald door de externe weerstand die tussen pen 5 en massa wordt opgenomen. Sluit men tijdens de weergave de oscillator-aansluiting C_{OSC} even kort naar de massa, dan ontlaadt het onderdeel en wordt de tonenreeks nog eens herhaald.
De "Logic unit" verzorgt het weergeven van de achtereenvolgende tonen. Na het resetten van de oscillator krijgt dit blok de klokfrequentie van de oscillator aangeboden. De gewenste mode wordt aangeboden via de trigger-ingangen E1 en E2. De "Logic unit" weet dan alles dat hij moet weten en kan de stroom-DAC's, die verantwoordelijk zijn voor de generatie van het geluid, gaan sturen.
De "Logic unit" verzorgt de volledige timing van het uitgangssignaal. Deze timing is geschetst in figuur 6/50.10-4. Hieruit volgt dat een complete cyclus ongeveer 7 s duurt en dat de drie tonen elkaar overlappen. Iedere toon sterft langzaam uit, de duur van één toon bedraagt ongeveer 4,25 s. De getekende timing geldt voor een oscillatorfrequentie van 13,2 kHz. Uit de tekening volgt verder dat de amplituden van de drie tonen niet aan elkaar gelijk zijn. De verhouding bedraagt 1 op 0,89 op 0,67. Na de volledige cyclusduur van 6,98 s kan men onmiddellijk een nieuwe cyclus starten door het aanleggen van een positieve flank op de E-ingangen.



Figuur 6/50.10-4: De "Logic unit" zorgt voor de timing van het uitgangssignaal.

De drie D/A-omzetters vertalen de vier bit brede informatie van de drie uitgangen van de "Logic unit" in drie trapvormige stromen met de juiste frequenties. De D/A-omzetters wekken uitgangsstromen op, die stapsgewijs afnemen in grootte. De drie uitgangen zijn parallel geschakeld en de totale stroom I_t stuurt een stroomversterker "Current amplifier". De "Loudness-generator" levert de noodzakelijke referentiestroom I_L voor het DAC-gedeelte. Deze stroom is afhankelijk van de weerstand die tussen pen 4 en de massa is geschakeld.

50.10 SAE800, generator van gong-geluiden

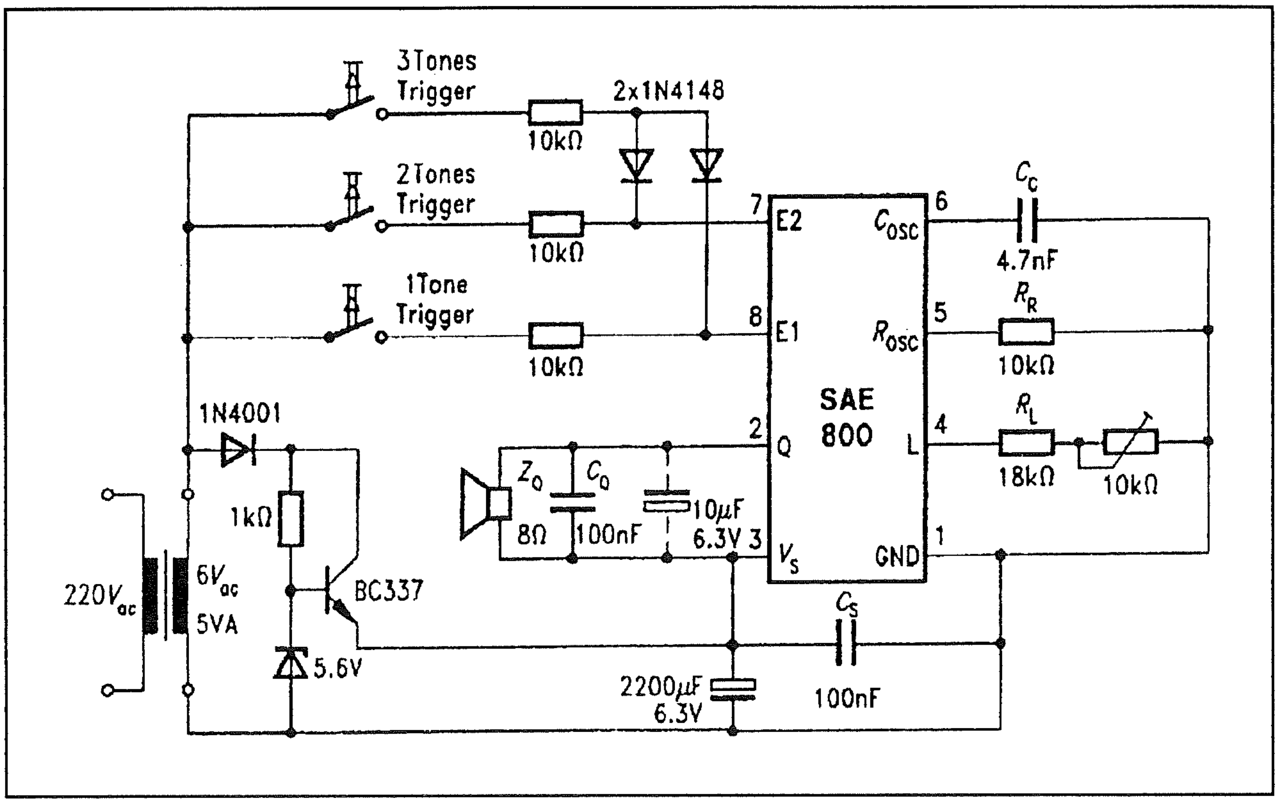
De "Current amplifier" zorgt voor een stroomversterking van 1.600 maal, zodat de ingangsstroom I_i van ongeveer maximaal 470 µA wordt versterkt tot een uitgangsstroom van maximaal 750 mA. De uitgangstrap bestaat uit een NPN-transistor waarvan de emitter aan massa ligt en de collector aangesloten is op pen 2 (Q). Deze transistor heeft dus een "open collector"-structuur en de luidspreker moet dan ook tussen de collector-uitgang en de voeding aangesloten worden.
Het blok "Junction control" zorgt voor de temperatuurbewaking van de chip. Stijgt de temperatuur boven ongeveer 170 °C, dan krijgt het D/A-gedeelte een stoppuls aangeboden en daalt de stroom I_i tot nul. De uitgangsstroom valt dan natuurlijk ook weg. De schakeling wordt weer geactiveerd als de temperatuur lager wordt dan ongeveer 150 °C. Deze thermische beveiliging geeft een effectieve bescherming van het IC, zelfs bij kortsluiting van de uitgang.

Technische gegevens
De voornaamste technische gegevens van de SAE800 zijn:
- voedingsspanning:
  +2,8 V min.
  +18 V max.
- voedingsstroom:
  10 µA in stand-by
  10 mA in werking (open uitgang)
- spanningen op E-ingangen:
  +18 V max.
  1,6 V triggerwaarde
- stromen in E-ingangen:
  3 mA max.
- passief/actief-drempel van E:
  0,3 V max.
- uitgangsstroom:
  750 mA max.
- oscillator-frequentie:
  100 kHz max.
- temperatuur:
  +125 °C max.

Voorbeeld-schakeling
In figuur 6/50.10-5 is een typische voorbeeld-schakeling rond de SAE800 getekend. Een druk op een van de toetsen triggert het IC. De triggerspanning wordt rechtstreeks van de voedingstrafo afgeleid. De drie weerstanden van 10 kΩ begrenzen de ingangsstromen naar de E-ingangen op een veilige waarde. De twee dioden achter de bovenste toets zorgen ervoor dat zowel E1 als E2 worden aangestuurd, zodat de drie-tonen modus in actie komt. Het geluidsniveau wordt ingesteld met de potentiometer R_L. De oscillatorfrequentie is door de dimensionering van C_c en R_R op een waarde van 13,2 kHz vastgelegd. De voedingsspanning van de schakeling wordt verzorgd door een enkelvoudige gelijkrichting middels een 1N4001.
Nadien volgt een stabilisatie op 5 V.

Verkrijgbaarheid
De SAE800 is onder andere verkrijgbaar bij Conrad Electronic,telefoon 053-428.54.90, voor een stukprijs van *f* 9,90, incl. BTW. Een volledig bouwpakketje, ongeveer volgens het schema van figuur 6/50.10-5, is verkrijgbaar voor *f* 22,95 incl. BTW.

50.10 SAE800, generator van gong-geluiden



Figuur 6/50.10-5: Een voorbeeld-schakeling rond de SAE800.

50.10 SAE800, generator van gong-geluiden

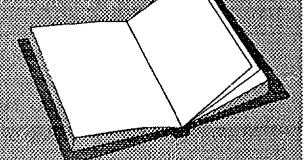
6/50.11

UM50xx, generatoren van geluidseffecten

Inleiding
Vroeger maakte iedere disk-jockey gebruik van een dure jingle-machine om zijn presentaties op te vrolijken met allerlei soorten geluiden. In zo'n machine konden een aantal eindeloze kassettebandjes geplaatst worden die ieder waren opgenomen met een bepaalde jingle. Dat was een vrij onhandig systeem, dat nu door de moderne integratie vervangen kan worden door een volledig elektronische oplossing. UMC brengt een serie IC's op de markt, die ieder vier of zes digitale geluidssamples bevatten. De samples kunnen gemakkelijk opgeroepen worden door het aanleggen van een signaal op een van vier of zes trigger-ingangen.
Afgezien van de geschetste toepassing kan men deze IC's nog voor andere zaken gebruiken. Er is een IC dat het geluid van een eend of een schaap laat horen. Een ander IC tovert onder andere het geluid van een zeehond tevoorschijn. De schakelingen gaan zuinig met energie om zodat langdurige batterijvoeding zonder meer mogelijk is. Een handige doe-het-zelver zal zonder veel problemen een dergelijk IC plus wat extra onderdelen kunnen inbouwen in de pop van zoon, dochter, kleinzoon of kleindochter. Succes verzekerd!
De serie IC's gaat door het leven onder de code UM50XX-YY. De code XX kan 03 of 10 zijn en bepaalt het aantal samples dat in het geheugen is geplaatst. 03 staat voor vier samples, 10 voor zes samples. De code YY bepaalt de inhoud van de samples. Ieder sample heeft een naam, oplopend van TG1 tot TG6. Deze namen komen overeen met de geluiden die in de IC's zijn opgenomen. In de tabel van figuur 6/50.11-1 is een overzicht gegeven van de IC's uit deze familie, die courant leverbaar zijn.

Blokschema
Het intern blokschema van deze schakelingen is getekend in figuur 6/50.11-2. De "Input control" scant de vier of zes triggeringangen TRG af en detecteert een flank van "L" naar "H". Op een dergelijk signaal triggert de schakeling, zie het timingdiagram van figuur 6/50.11-3.
Het "Operation control"-blok beslist aan de hand van de aangeleverde triggerinformatie welk deel van het ROM-geheugen er gelezen moet worden.

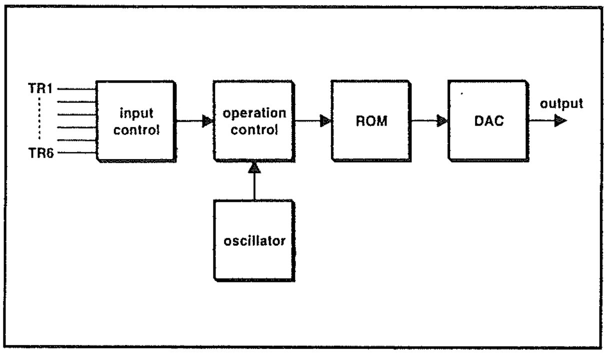
LEES OOK:
Hoofdstuk
3/15.1



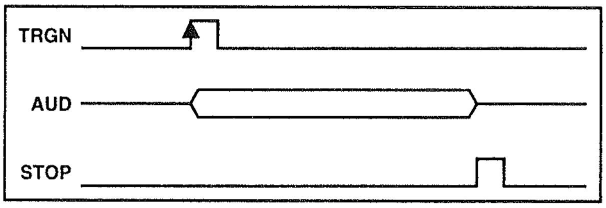
50.11 UN50xx, generatoren van geluidseffecten

TRIGGER	UM5003-01	UM5003-02	UM5003-03	UM5010-10	UM5010-08	UM5010-07
TG1	LEEUW	PAARD	START VAN AUTO	HAPPY BIRTHDAY	RAP	GOLFSLAG ZEEMEEUWEN
TG2	OLIFANT	KOE	KLAXON	HAPPY BIRTHDAY	SCRATCH	KREKEL KIKKER
TG3	ZEEHOND	SCHAAP	SLIPPEN		ORKEST	BERGBEEK VOGELS
TG4	KOEKOEK	EEND	1 + 2 + 3		BUZZER	GOLFSLAG
TG5					AH!	VOGELS
TG6					DOWN!	ZEEMEEUWEN

Figuur 6/50.11-1: Overzicht van de leverbare IC's mét hun geluiden uit de UM50XX-YY familie van UMC.



Figuur 6/50.11-2: Het intern blokschema van de UM50XX-YY familie.



Figuur 6/50.11-3: Het timing-diagram van de UM50XX-YY serie.

Natuurlijk heeft dit blok ook een klok nodig, die wordt geleverd door een oscillator. De frequentie van deze oscillator word bepaald door een externe weerstand, die R_{OSC} wordt genoemd. De oscillator-frequentie is, om de een of andere reden, niet voor alle exemplaren identiek. De waarde van de oscillator-weerstand die de juiste frequentie genereert, is gegeven in de tabel van figuur 6/50.11-4.
De inhoud van het ROM wordt op het ritme van de klok uitgelezen en via een digitaal naar analoog omzetter DAC omgezet in een audio-signaal.

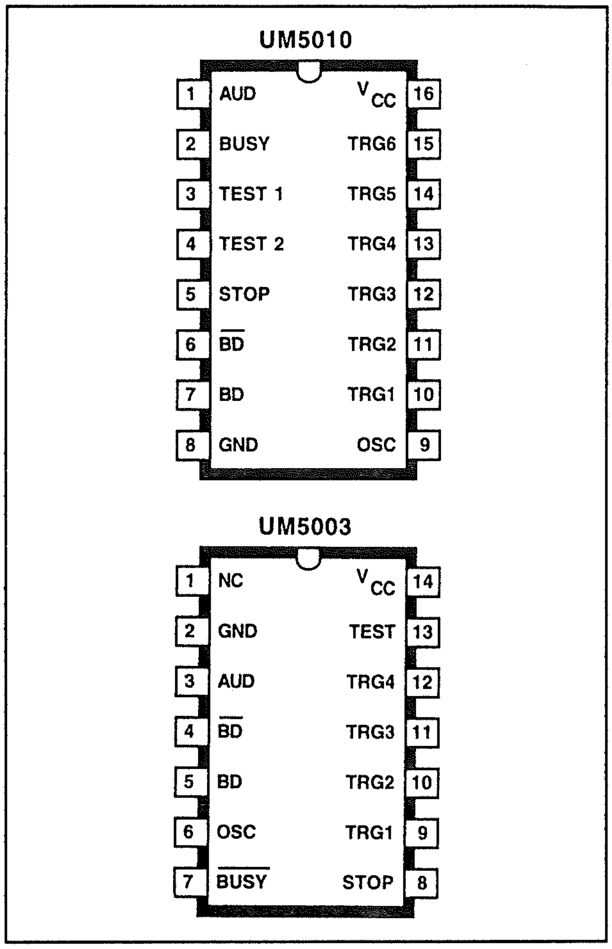
Aansluitgegevens
De IC's zitten in een DIL-14 of DIL-16 behuizing, afhankelijk van het aantal geluiden dat zij bevatten. De aansluitgegevens zijn getekend in figuur 6/50.11-5.

TYPE-NUMMER	WAARDE Rosc
UM5003-01	430 k
UM5003-02	430 k
UM5003-03	510 k
UM5010-10	390 k
UM5010-08	120 k
UM5010-07	270 k

Figuur 6/50.11-4: De aanbevolen oscillator-weerstand voor de verschillende typen.

50.11 UM50xx, generatoren van geluidseffecten

- TRG
  De TRG-ingangen zijn reeds besproken: een positieve sprong op een van deze ingangen start het opwekken van een van de ingeprogrammeerde geluiden.
- STOP
  Nadat het geluid is weergegeven, verschijnt een korte positieve puls op deze uitgang. Men kan deze uitgang terugkoppelen naar de TRG, zodat de stijgende voorflank van deze puls wordt gebruikt voor het hernieuwd triggeren van de schakeling. Het IC blijft dan het geselecteerde geluid genereren.
- AUD
  Op deze uitgang staat het geluidssignaal ten opzichte van de massa ter beschikking. Deze uitgang kan echter niet zwaar belast worden, zodat men een luidsprekertje via een stuurtrap moet aansluiten. Zie ook BD en $\overline{BD}$.
- BD en $\overline{BD}$
  Op deze uitgangen staat ook het uitgangssignaal, maar deze uitgangen zijn speciaal bedoeld voor het aansturen van een buzzer. Deze kan rechtstreeks tussen deze twee pennen aangesloten worden. Met kan echter maar één geluidsuitgang gebruiken, dus de buzzer tussen de twee BD-pennen of de luidspreker tussen AUD en massa.
- $\overline{BUSY}$
  Op deze uitgang ontstaat een laag signaal zolang het IC bezig is met het genereren van een geluid. Dit signaal kan gebruikt worden als men meerdere IC's "parallel" schakelt in een systeem waarmee men alle beschikbare geluiden wil genereren. Het $\overline{BUSY}$-signaal kan aan gebruikt worden om de overige IC's tijdelijk uit te schakelen, zodat er geen twee signalen gemengd kunnen worden.



Figuur 6/50.11-5: De aansluitgegevens van de twee uitvoeringen van de leden van de UM50XX-YY familie.

- OSC
  Een weerstand tussen deze pen en de positieve voeding bepaalt de klokfrequentie van de schakeling. De waarde van deze weerstand kan afgeleid worden uit de tabel van figuur 6/50.11-4.
- TEST
  Twee pennen die bij de fabricage worden gebruikt om de interne schakelingen te testen.

Technische gegevens

Erg veel technische gegevens worden niet verstrekt, maar het onderstaande lijstje

50.11 UN50xx, generatoren van geluidseffecten

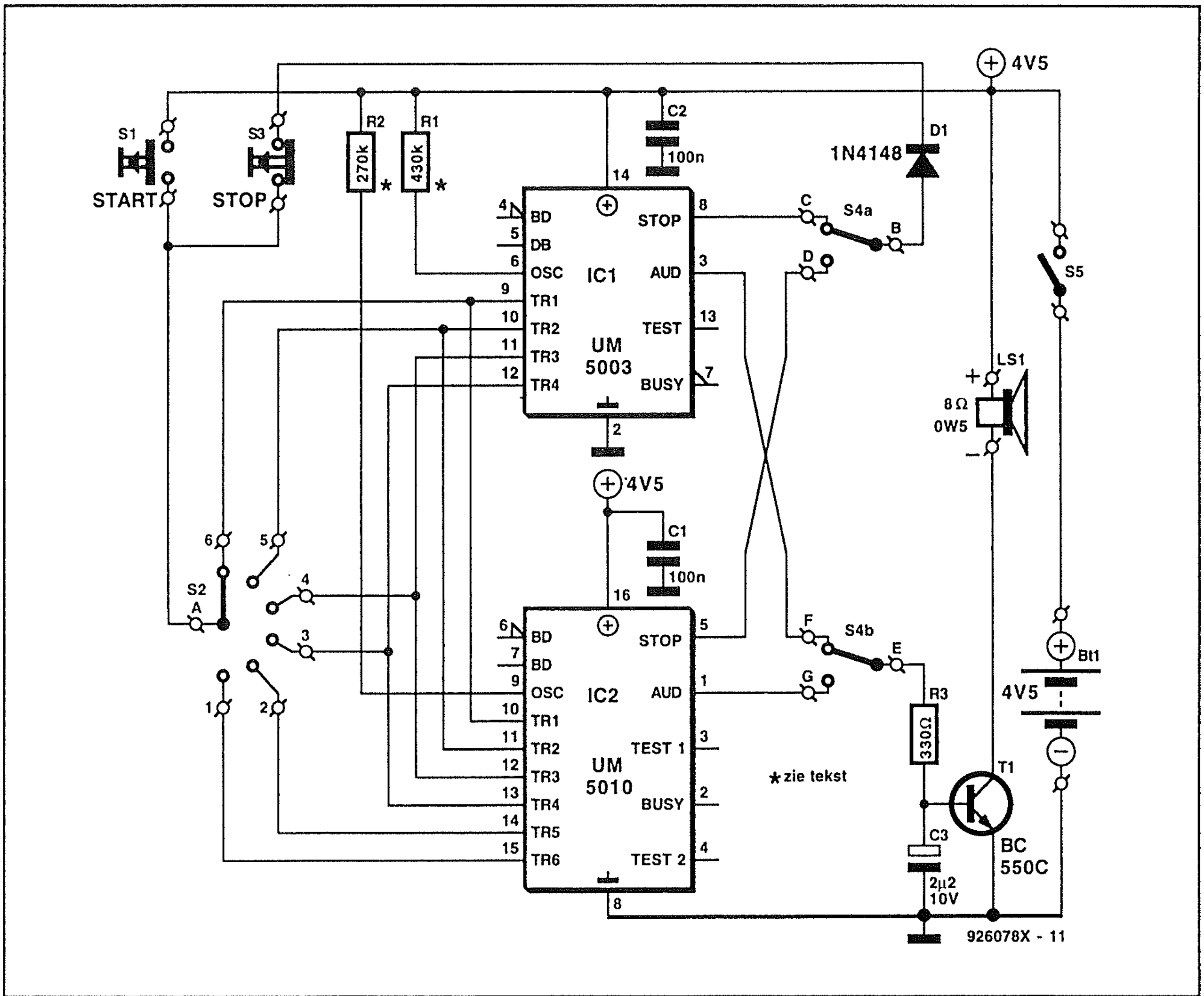
geeft in ieder geval die gegevens die noodzakelijk zijn voor het toepassen van de schakelingen.

- voedingsspanning:
  +2,4 V min.
  +5,5 V max.
- voedingsstroom:
  5 mA in rust
  300 mA piek in werking

Voorbeeld-schakeling

In figuur 6/50.11-6 is een door Elektuur ontwikkeld schema getekend rond de UM50XX-YY familie.

Dit schema is interessant, omdat het duidelijk maakt hoe meer dan één IC gecombineerd kan worden. De draaischakelaar S2 stelt het soort geluid in. De contacten gaan naar de TRG-ingangen van de twee IC's, het moedercontact gaat via de START-knop naar de positieve voedingsspanning. Door het drukken op de START zal de geselecteerde triggeringang opeens met de positieve voeding verbonden worden, zodat aan de triggervoorwaarde, het aanleggen van een positieve spanningssprong, wordt voldaan. De beide IC's beginnen dus met het genere-



Figuur 6/50.11-6: Een praktische schakeling waarin twee leden van de UM50XX-YY familie figureren.

50.11 UM50xx, generatoren van geluidseffecten

ren van het door hun getriggerde TRG-ingang geselecteerde geluid.
De omschakelaar S4 zorgt er echter voor, dat slechts één van de twee AUD-uitgangen wordt doorgekoppeld naar de eindtrap. Deze is samengesteld uit de transistor T1, die via een laagdoorlaat filtertje R3/C3 het AUD-signaal ontvangt. De 8 Ω luidspreker staat in de collector van deze transistor.
Het tweede segment van de omschakelaar S4 koppelt de STOP-uitgang van het geselecteerde IC terug naar de TRG-ingang. Zolang men niet op de drukknop S3 drukt (let op, deze heeft een *normaal gesloten* contact) zal het STOP-signaal er voor zorgen dat het geselecteerde IC steeds opnieuw getriggerd wordt. Het met S2 geselecteerde geluid blijft dus weerklinken. Drukt men op S3, dan wordt de terugkoppeling van STOP naar TRG onderbroken en gaat de schakeling naar rust.

Verkrijgbaarheid
Twee typen uit de UM50XX-YY reeks zitten in het standaard programma van de Display Elektronika groep, telefoon 030-365.01.50. De UM5010-07 kost *f* 7,25 en de UM5010-10 kost *f* 8,24 per stuk, excl. BTW.

50.11 UN50xx, generatoren van geluidseffecten

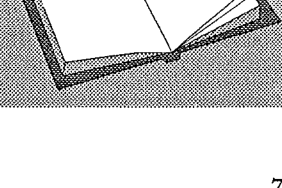
6/50.12

L4981/6560, power factor correction units

Inleiding

Wat is de power factor?
Tegenwoordig treft men vaak voedingen aan, die rechtstreeks uit de netspanning gevoed worden, dus zonder gebruik te maken van een nettrafo. Ook zijn er tal van toepassingen, waarbij met geschakelde voedingen wordt gewerkt. De netspanning wordt rechtstreeks gelijkgericht, uit deze gelijkgerichte spanning wordt met een schakel-transistor een HF vierkantsgolf afgeleid, die via een kleine ferrietkern-trafo een bepaalde secundaire spanning genereert.
Dergelijke wisselspanningsbelastingen worden uiteraard gevoed door de sinusvormige netspanning en men zou dus verwachten dat deze belastingen ook een sinusvormige stroom opnemen. Zuiver Ohmse belastingen, zoals gloeilampen, doen dat ook. Het opgenomen vermogen wordt dan gegeven door de formule:
$P = U_{effectief} * I_{effectief}$
Deze formule geldt echter alleen als de stroom en de spanning volledig in fase zijn en als beide grootheden bovendien zuiver sinusvormig verlopen.
Een groot aantal wisselspanningsbelastingen, zoals motoren, TL-buizen, gedimde lampen, TV's, etc. zullen vanwege hun interne schakelingen geen zuivere in fase verlopende sinusvormige stroom opnemen. Dergelijke belastingen benutten de door het wisselspanningsnet ter beschikking gestelde energie niet volledig. Bovendien zullen zij netstoringen introduceren.
De power factor (vermogensfactor) is een bekend begrip in de theoretische elektriciteitsleer. Deze factor geeft de verhouding tussen het door een verbruiker opgenomen reële vermogen P en het schijnbare vermogen Q, veroorzaakt door de faseverschuiving φ tussen spanning en stroom. Het totaal opgenomen vermogen S is dan gelijk aan:
$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$
waarin:
$S = U_{eff} * I_{eff}$
$P = S * \cos\varphi$
$Q = S * \sin\varphi$
De voedingsspanning van de meeste op het net aangesloten verbruikers zal sinusvormig verlopen. De opgenomen stroom echter zal in vele gevallen nogal van de

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/2.10

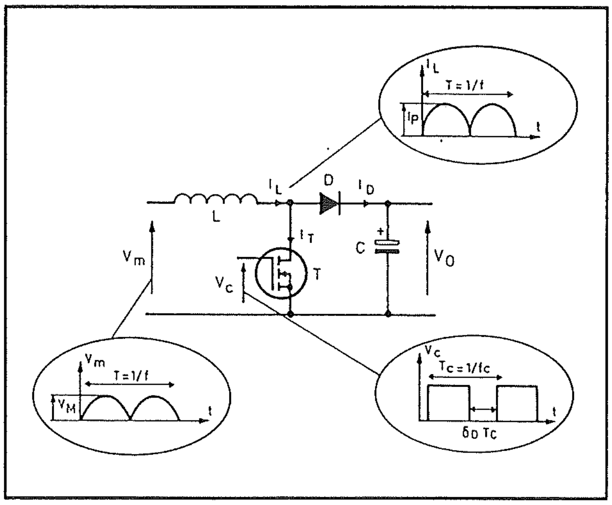


50.12 L4981/6560, power factor correction units

ideale sinusvorm afwijken. Deze niet-sinusvormige stromen kunnen met behulp van de theorie van Fourier ontbonden worden in een aantal sinusvormige stromen, met toenemende frequenties en dalende amplituden. Deze harmonische stromen dragen er mede toe bij dat de vermogensfactor van de verbruiker uitermate slecht is.
Een typisch voorbeeld van een netbelasting die om de beschreven redenen een zeer slechte vermogensfactor heeft is een voeding. De gelijkrichtdioden zullen slechts stroom leveren op het moment dat de spanning op de anoden 0,7 V groter wordt dan de spanning op de kathoden. Deze pulsvormige stroom wordt natuurlijk ook teruggevonden in de primaire wikkeling van de voedingstrafo. Andere voorbeelden van verbruikers die een zeer slechte vermogensfactor hebben zijn geschakelde voedingen, zoals deze tegenwoordig in iedere TV en PC worden aangetroffen en vermogensregelingen met thyristorschakelingen.

PFCU's
Beide problemen worden opgelost door schakelingen, die "power factor correction units" (PFCU) worden genoemd. Deze schakelingen sturen het vermogensverbruik van de belasting dusdanig dat de netstroom zuiver sinusvormig verloopt en dat er bovendien geen faseverschuiving tussen spanning en stroom optreedt. Het van het net opgenomen vermogen is dan gelijk aan het zuiver thermische vermogen I_{eff} * U_{eff} en het door het net ter beschikking gestelde vermogen wordt optimaal verbruikt.

Principe van de regeling
PFCU's werken als opwaart-regelaars. De gelijkgerichte netspanning, zie figuur 6/50.12-1, wordt aan de serieschakeling van een spoel en een schakeltransistor aangeboden. De transistor wordt met korte pulsen opengestuurd. Er vloeit dan een stroom I_T door de keten, die in de spoel een bepaalde magnetische energie opbouwt. Deze energie wordt gegeven door de formule:
$P = 1/(2 * L * I^2)$
Op het moment dat de transistor naar sper wordt geschakeld, valt de stroom weg. De spoel zal zich tegen het wegvallen van de stroom verzetten door het opwekken van een tegengesteld gerichte spanningspuls. In feite wordt op dat moment de magnetische energie omgezet in elektrische energie. Deze zogenoemde temk (tegen elektro motorische kracht) zal de diode D in geleiding brengen. Er kan nu een stroom I_L door de spoel gaan vloeien, die via de diode D de condensator C oplaadt. De grootte van de uitgangsspanning V_o kan binnen ruime grenzen ingesteld worden door het variëren van de pulsbesturing van de schakeltransistor.



Figuur 6/50.12-1: Het principe van "opwaarts"-regeling, waarmee men op een zeer zuinige manier een regelbare gelijkspanning uit de netspanning kan afleiden.

50.12 L4981/6560, power factor correction units

SGS-Thomson

SGS-Thomson is een pionier op het gebied van PFCU's. Deze fabrikant brengt een aantal van dergelijke schakelingen op de markt, waarvan de L4981 en de L6560 de bekendste zijn.
Deze schakelingen kunnen worden toegepast om uit de 230 V netspanning een hoge gelijkspanning af te leiden, ***zonder gebruik te maken van een trafo.*** Deze uitgangsspanning is bovendien regelbaar via een resistieve spanningsdeler. Omdat het leverbare vermogen meerdere 100 W bedraagt, kan men de gelijkspanning op de uitgang bijvoorbeeld gebruiken voor het dimmen van gloeilampen.

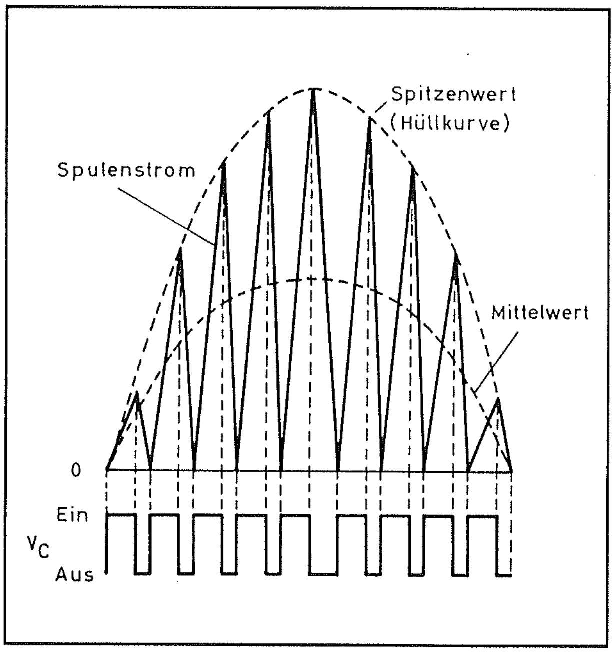
L4981A

Inleiding

De L4981A van SGS-Thomson is een PFCU-booster die "wisselspannings"-belastingen tot 200 W stuurt met een gemodificeerde spanning tussen 85 V en 265 V en wel op een dusdanige manier dat de vermogensfactor van de belasting wordt geoptimaliseerd. De schakeling is speciaal ontworpen voor het opbouwen van voedingen zonder transformator, waarbij de vermogensfactor meestal zeer slechts is.

Het basisprincipe van de regeling

Het principe van de regeling zoals deze door de L4981 wordt toegepast, bestaat er in de belastingsstroom om te zetten in een hoogfrequente pulstrein (frequentie hoger dan 100 kHz), waarbij de grootte van de stroompulsen zo wordt geregeld dat de gemiddelde waarde een sinusvormig verloop benadert, zie figuur 6/50.12-2. Het aanpassen van de stroompulsen aan het verloop van de netspanning gebeurt in twee regelkringen. Een snelle regelkring gebruikt het momentele verloop van de netspanning om de pulsbreedte van de stroompulsen te regelen. In een tweede, tragere, regelkring wordt de grootte van de gelijkspanning op de uitgang van de voeding als referentie genomen. Het blokschema van een dergelijk regelsysteem is getekend in figuur 6/50.12-3.



Figuur 6/50.12-2: De stroom die de L4981 door de belasting stuurt.

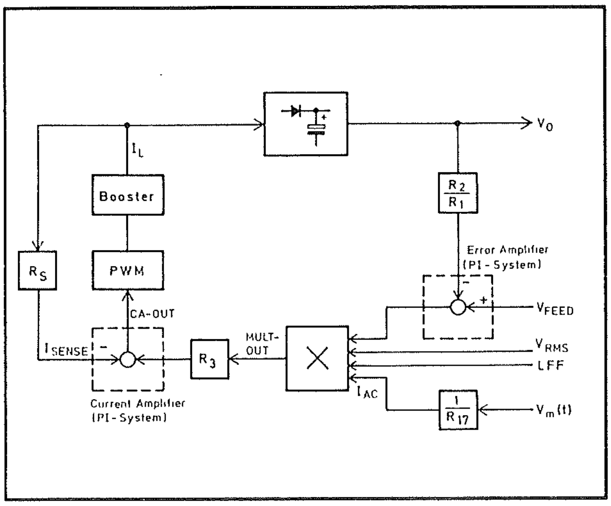
De regelingang $V_{m(t)}$ stelt de gelijkgerichte netspanning voor. Deze wordt omgezet in een proportionele stroom I_{AC}, die in een analoge vermenigvuldiger wordt vermenigvuldigd met de regelgrootheden LFF, V_{RMS} en V_{FEED}. Een interne logica stuurt uit het uitgangssignaal van de analoge vermenigvuldiger de gate van een MOSFET aan.

Intern blokschema

Het intern blokschema van de L4981 is getekend in figuur 6/50.12-4, de aansluit-

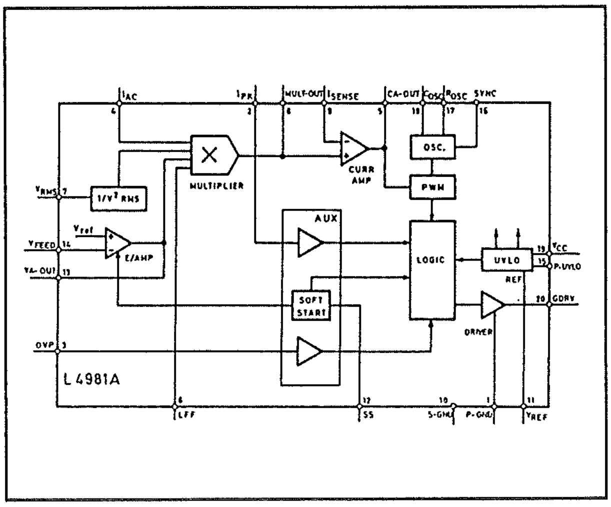
50.12 L4981/6560, power factor correction units

gegevens van de DIL-20 behuizing in figuur 6/50.12-5.

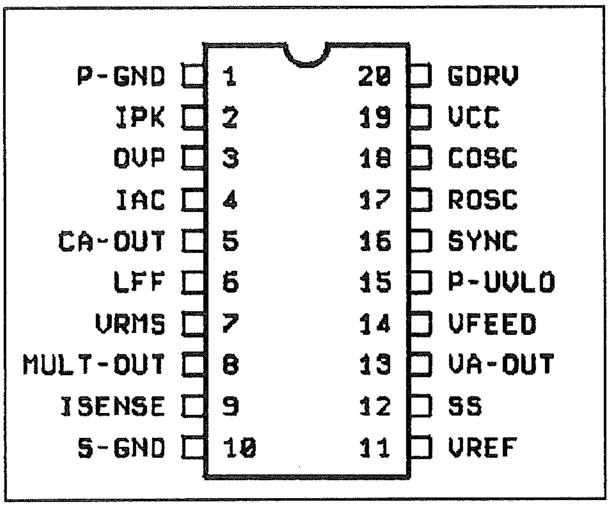


Figuur 6/50.12-3: Het blokschema van de toegepaste regeling.

Op pen 7 wordt een deel van de netspanning aangelegd. Via pen 4 wordt het verloop van de stroom aangeboden. Tussen de pennen 8 en 9 staat een regelspanning, die uit de uitgang van de analoge vermenigvuldiger wordt afgeleid. Tussen de pennen 5 en 9 wordt een RC-kring opgenomen, die de schakeling typische PI-regeleigenschappen geeft. De verschilversterker aan de ingang E/AMP berekent het verschil tussen de referentiespanning V_{FEED} en een deel van de uitgangsspanning van de voeding, waarin de L4981 als regelsysteem is opgenomen. De volledige regelkring is dus gesloten want de grootte van de gelijkgerichte uitgangsspanning beïnvloedt via deze verschilversterker en de analoge vermenigvuldiger het stuursignaal dat het IC genereert. De analoge vermenigvuldiger beschikt over twee extra ingangen, die de werking optimaliseren. Eén van deze ingangen wordt gestuurd uit een analoge schakeling die de formule $1/U_{eff}^2$ berekent. U_{eff} is hierbij een spanning die op pen 7 moet worden aangelegd en die rechtstreeks van de netspanning moet worden afgeleid.



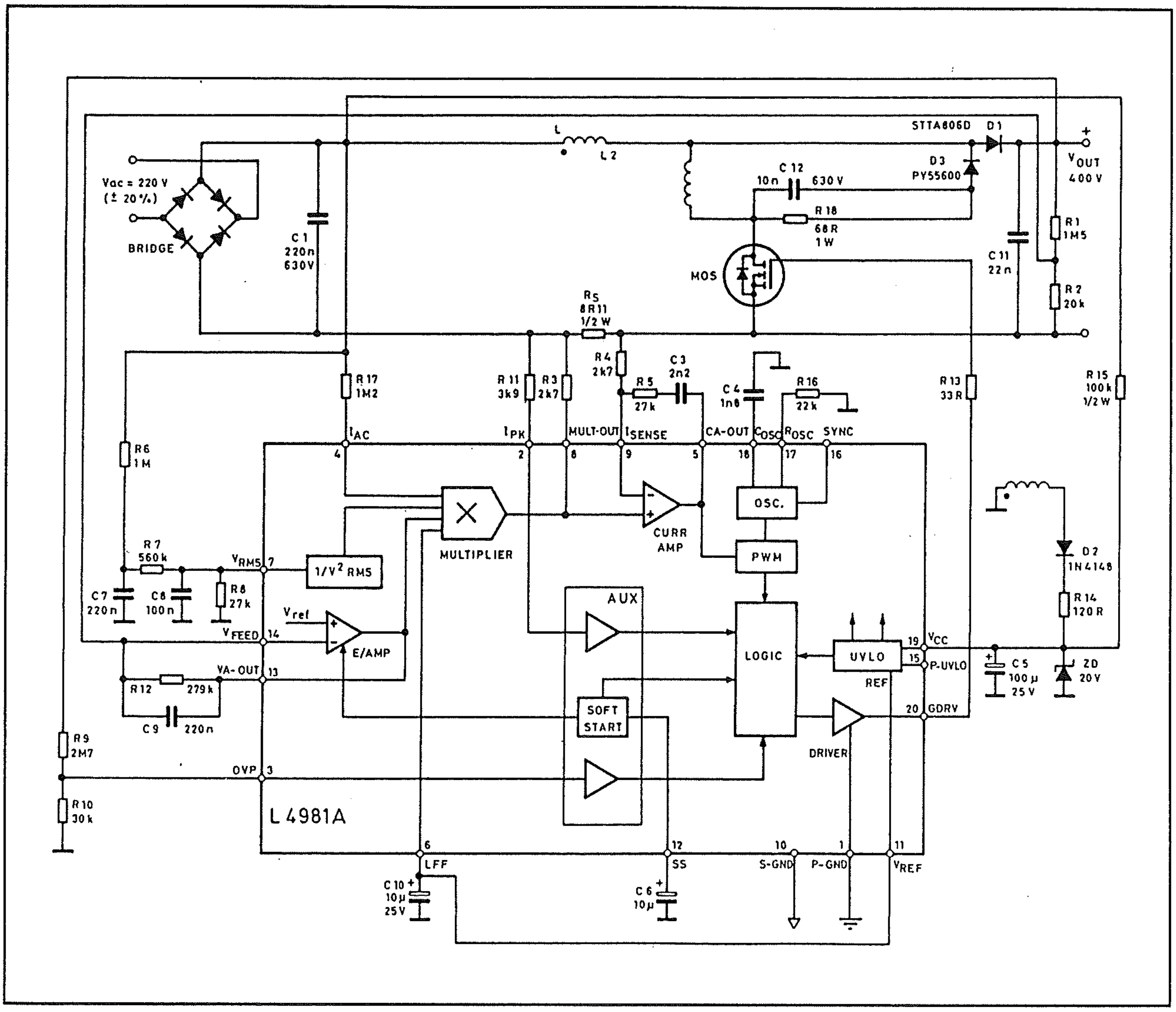
Figuur 6/50.12-4: Intern blokschema van de L4981.



Figuur 6/50.12-5: Aansluitgegevens van de L4981.

Deze compensatie zorgt voor een vermindering van het noodzakelijke dynamisch bereik van de regellus. De tweede extra ingang wordt LFF genoemd, afkorting van "Load Feed Forward". Deze ingang wordt gebruikt om de uitgangsspanning van de analoge vermenigvuldiger aan te passen aan de belasting van het systeem.

50.12 L4981/6560, power factor correction units



Figuur 6/50.12-6: Een voorbeeldschakeling rond de L4981 van SGS-Thomson.

Op deze manier kan de regelkring effectiever en sneller reageren op transiënte veranderingen in de belasting.

Voorbeeldschakeling

In figuur 6/50.12-6 is een voorbeeldschakeling rond de L4981 getekend. Hierbij is de schakeling opgenomen in een transformatorloze voeding, die een uitgangsspanning genereert van +400 V. De grootte van deze spanning is afhankelijk van de verhouding tussen de weerstanden R1 en R2 en kan dus gemakkelijk aangepast worden door deze weerstanden te vervangen door een potentiometer.

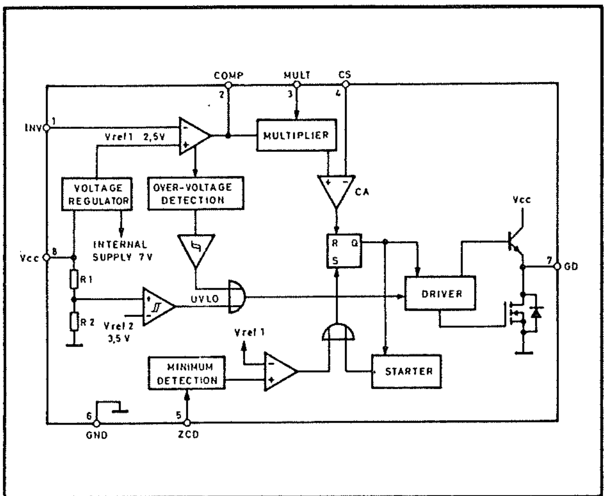
L 6560

Constante belasting

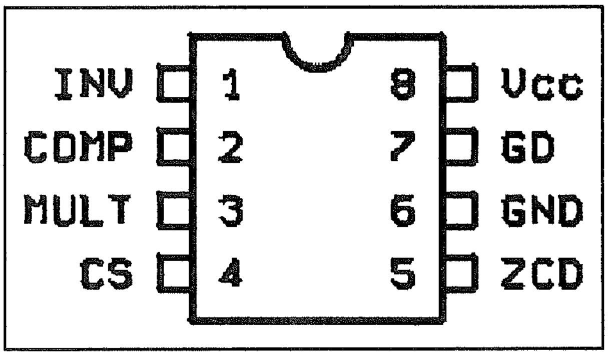
Ook de L6560 van SGS-Thomson is een PFCU-schakeling, die echter bedoeld is voor het besturen van schakelingen die een vrijwel constante belasting hebben. Typische voorbeelden zijn TV-apparaten

50.12 L4981/6560, power factor correction units

en computers. Het intern blokschema en de aansluitgegevens zijn voorgesteld in de figuren 6/50.12-7 en -8.



Figuur 6/50.12-7: Het intern blokschema van de L6560.



Figuur 6/50.12-8: De aansluitgegevens van de L6560.

Werkingsprincipe

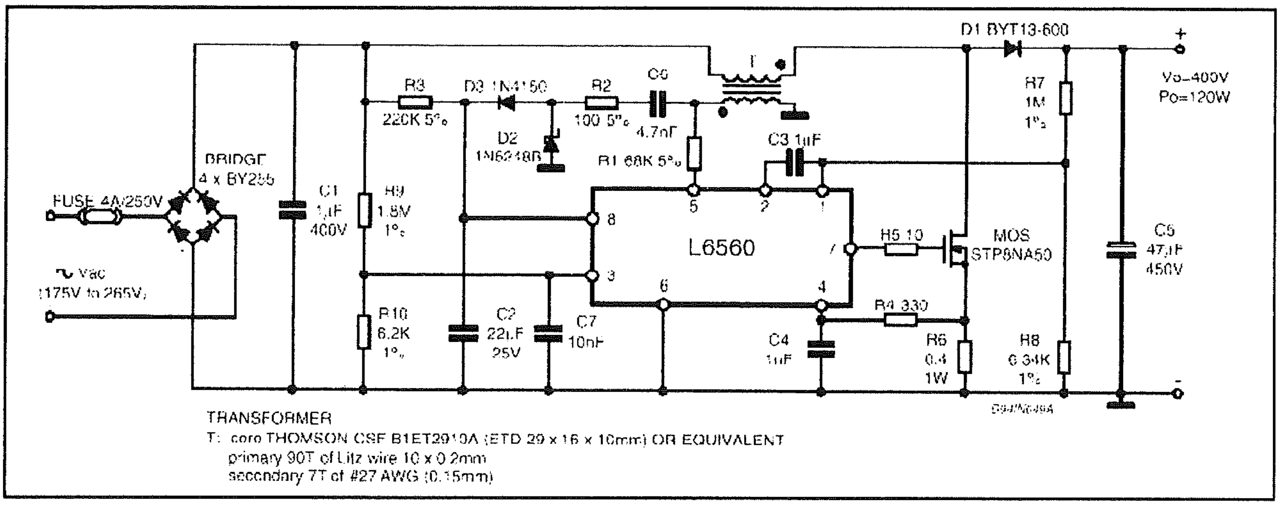
De L65460 werkt volgens het principe van de "transition mode" regeling. De stroom door de belasting wordt ingeschakeld bij zijn nuldoorgang en wel met variabele pulsbreedte en variabele frequentie. Een en ander heeft tot gevolg dat men de booster-spoel van de geschakelde voeding veel kleiner kan uitvoeren dan normaal het geval is. De analoge vermenigvuldiger in de L6560 heft twee ingangen. De ene dient voor het regelen van de uitgangsspanning van de geschakelde voeding, de andere dient voor het meten van de grootte van de stroom. De comparator CA vergelijkt de uitgangsspanning van de analoge vermenigvuldiger met de momentele waarde van de stroom en schakelt de transistor af als de momentele waarde van de stroom te groot wordt.

Pen-beschrijving

De functie van de pennen is als volgt:

- Pen 1: INV
  De inverterende ingang van de verschilversterker. Een resistieve spanningsdeler wordt verbonden tussen de gestabiliseerde uitgangsspanning, deze ingang en de massa en zorgt voor het instellen van de gewenste uitgangsspanning.
- Pen 2: COMP
  Dit is de uitgang van de verschilversterker. Deze uitgang wordt uitgevoerd omdat tussen de inverterende ingang en de uitgang een compensatie-condensator moet worden aangebracht.
- Pen 3: MULT
  Dit is de ingang van de interne analoge vermenigvuldiger. Deze ingang moet, via een resistieve spanningsdeler, worden aangesloten op de gelijkgerichte ingangswisselspanning.
- Pen 4: CS
  Ingang van de interne terugkoppeling voor de stroom. Tussen deze pen en de massa moet een kleine stroomsensor weerstand worden geschakeld. Pen 4 meet de spanning over deze weerstand en weet op deze manier hoe de uitgangsstroom verloopt.
- Pen 5: ZCD
  Dit is de "Zero Current Detection" ingang.

50.12 L4981/6560, power factor correction units



Figuur 6/50.12-9: Een voorbeeldschakeling rond de L6560.

- Pen 6: GND
  De massa van de schakeling.
- Pen 7: GD
  Dit is de "Gate Driver" uitgang. Deze uitgang is intern verbonden met een push-pull schakeling en kan piekstromen tot 400 mA aan de daaropvolgende externe schakeltransistor leveren.
- Pen 8: V_{CC}
  De voedingsaansluiting van het IC, mag maximaal op +18 V staan.

Voorbeeldschakeling

In figuur 6/50.12-9 is de door de fabrikant voorgeschreven applicatie rond de L6560 getekend. De schakeling levert een uitgangsspanning van +400 V bij een maximale uitgangsstroom van 300 mA.

Verkrijgbaarheid

De twee besproken SGS-Thomson schakelingen worden onder andere geleverd door Mulder-Hardenberg BV, telefoon 023-531.91.84. De L4981A kost ongeveer *f* 20,00, de L6560 ongeveer *f* 8,50, ex. BTW.

50.12 L4981/6560, power factor correction units

6/50.13

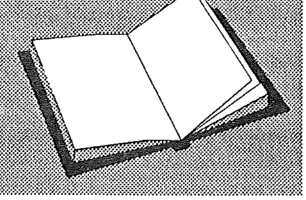
α1077APA, gelijkspanning rechtstreeks uit het net

Inleiding
De voeding van een schakeling, hoe klein ook, neemt nog steeds heel veel plaats in beslag en kost onevenredig veel geld. Men heeft immers een dure en zware voedingstrafo nodig, hoe klein ook, een bruggelijkrichter en minstens één elektrolytische condensator. En dit alles voor een schakelingetje dat misschien maar 15 mA trekt uit een voedingsspanning van +15 V!
Door de IC-fabrikant Alpha Microelectronics wordt een IC op de markt gebracht dat, ***onder bepaalde voorwaarden***, de voeding op een heel wat goedkopere manier kan verzorgen. De α1077APA wordt rechtstreeks op de 230 V wisselspanning van het net aangesloten en fabriceert uit deze spanning, zonder trafo, een gelijkspanning met een maximale waarde van 70 V bij een maximale belastingsstroom van 50 mA.

Belangrijke waarschuwing
De kreet ***onder bepaalde voorwaarden*** heeft uiteraard alles te maken met de in wezen zeer gevaarlijke situatie dat de schakeling en dus alle onderdelen er in, via een zeer lage impedantie met de netspanning verbonden wordt. Aanraken van een onderdeel kan dan ook levensgevaarlijk zijn! Vandaar dat iedereen die met dit IC wil experimenteren of er een schakeling mee wil bouwen goed moet weten wat hij of zij doet. De schakeling ***moet*** in een kunststof behuizing worden ingebouwd en het moet absoluut onmogelijk zijn ook maar het geringste metalen deel aan te raken. Verder is het absoluut verboden de α1077APA te gebruiken in een schakeling die in- en/of uitgangen heeft. Kabeltjes die hierop aangesloten zouden worden, staan immers ook rechtstreeks in verbinding met het net. Kortom, de α1077APA mag alleen gebruikt worden in een toepassing waar de elektronica volledig op zichzelf staat en dus nergens mee verbonden wordt.

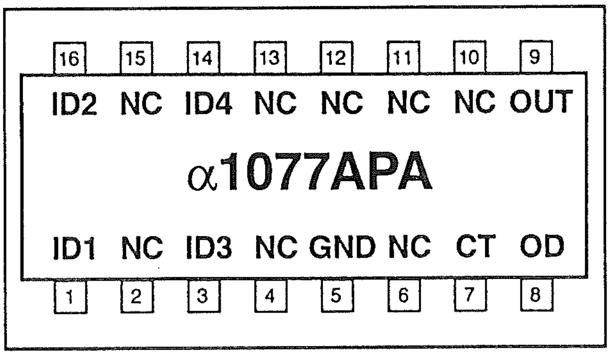
Specificaties
De α1077APA heeft onderstaande specificaties:
- ingangsspanningsbereik:
  18 $V_{effectief}$ tot 276 $V_{effectief}$
- frequentiebereik:
  48 Hz tot 200 Hz
- uitgangsspanning:

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/8.10.4
Hoofdstuk 3/10.4
Hoofdstuk 3/14.2

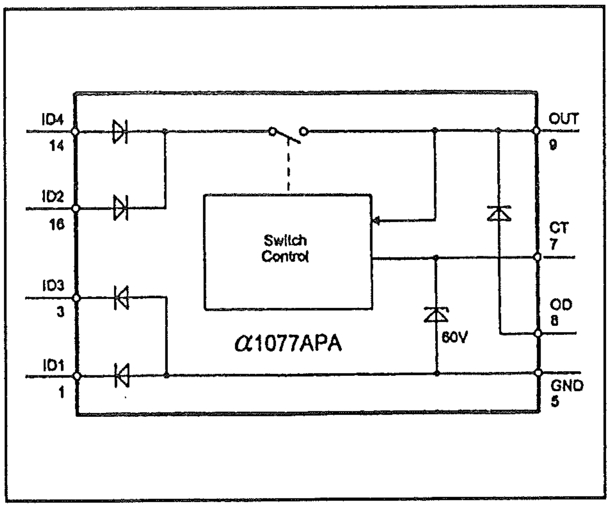


70 V maximaal, lagere waarden instelbaar met een externe zenerdiode
- uitgangsstroom:
  50 mA maximaal
- behuizing:
  DIL-16
- werkingsprincipe:
  geschakelde regeling van de gelijkgerichte ingangsspanning

Aansluitgegevens en intern blokschema
De aansluitgegevens van de α1077APA zijn weergegeven in figuur 6/50.13-1, het intern blokschema in figuur 6/50.13-2.



Figuur 6/50.13-1: De aansluitgegevens van de α1077APA.



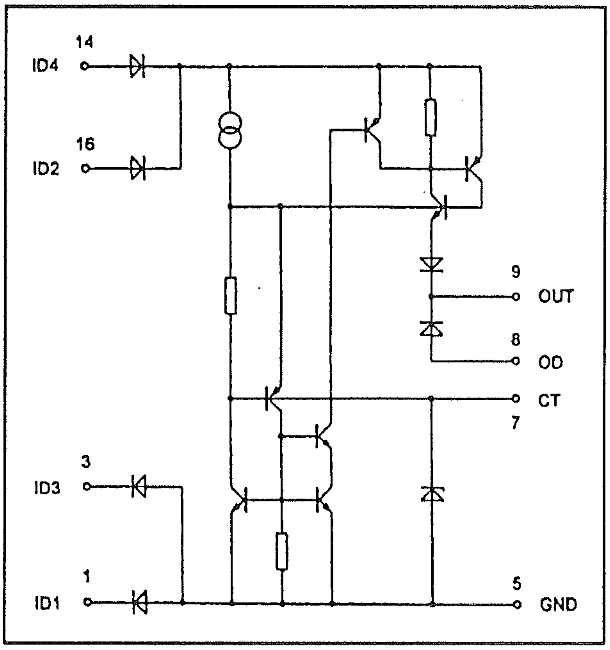
Figuur 6/50.13-2: Het intern blokschema van de α1077APA.

De functie van de pennen is als volgt:
- IDx, pennen 1, 3, 14 en 16:
  Deze pennen zijn intern aangesloten op een bruggelijkrichter, die de aangeboden wisselspanning gelijkricht. Eén pool van de ingangsspanning wordt verbonden met ID3 en ID4, de tweede pool met ID1 en ID2.
- OUT, pen 9:
  Op deze pen staat de gelijkgerichte en gestabiliseerde uitgangsspanning. Deze pen *moet* worden afgesloten met een grote afvlakcondensator, die met de negatieve pool aan de massa ligt.
- CT, pen 7:
  Op deze uitgang wordt de zenerdiode aangesloten die de waarde van de uitgangsspanning bepaalt. Over de zener moet een ontkoppelingscondensator worden opgenomen.
- GND, pen 5:
  Deze pen wordt verbonden met de massa van de te voeden schakeling. Deze pen is via een diode verbonden met de ingang ID1 en er bestaat dus een zeer lage impedantie tussen de wisselspanning op de ingang en de massa.
- OD, pen 8:
  Deze pen is intern verbonden met de anode van een diode, waarvan de kathode aan pen 9 (de uitgang) ligt. In de meeste toepassingen wordt deze pen rechtstreeks met de massa verbonden.
- NC, pennen 4, 6, 10, 11, 12, 13 en 15:
  "Not Connected", deze pennen mogen niet verbonden worden met externe onderdelen.

Beschrijving van de werking
Het vereenvoudigde intern schema is voorgesteld in figuur 6/50.13-3, de werking wordt besproken aan de hand van het timing-diagram van figuur 6/50.13-4. Het principe van de schakeling berust op

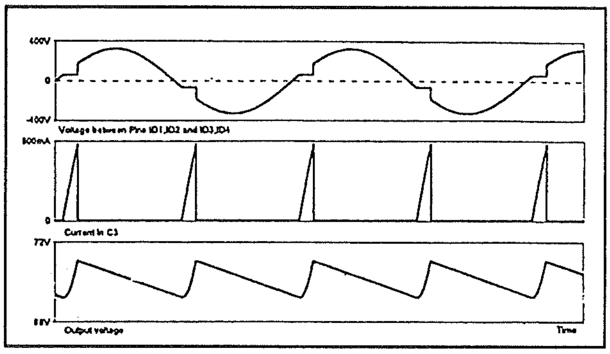
50.13 α1077APA, gelijkspanning rechtstreeks uit het net

een schakelende werking. Bij iedere halve periode van de aangeboden wisselspanning wordt een transistor gedurende een bepaalde tijd in verzadiging gestuurd. Er vloeit een stroom naar de uitgang (pen 9), deze stroom laadt de op deze pen aangesloten afvlakcondensator op.



Figuur 6/50.13-3: Het vereenvoudigd intern schema van de schakeling.

De spanning over dit onderdeel stijgt, tot de waarde gelijk wordt aan de zenerspanning op pen 7. Op dat moment wordt de uitgangstransistor weer naar sper gestuurd tot de volgende laadcyclus start bij de nuldoorgang van de eerstvolgende halve periode. Bij de nuldoorgang is niet helemaal correct. In feite begint de volgende laadcyclus als de momentele waarde van de wisselspanning op de ingang 1 V groter wordt dan de spanning over de condensator op pen 9.
Tussen deze laad-cycli door levert de lading in de condensator de voedingsspanning van de aangesloten verbruiker. De belastingsstroom ontlaadt de condensator, waardoor de spanning over het onderdeel natuurlijk weer daalt. Op de uitgang pen 9 staat dus een gelijkspanning met een bepaalde rimpel, waarvan de grootte word bepaald door de belastingsstroom.



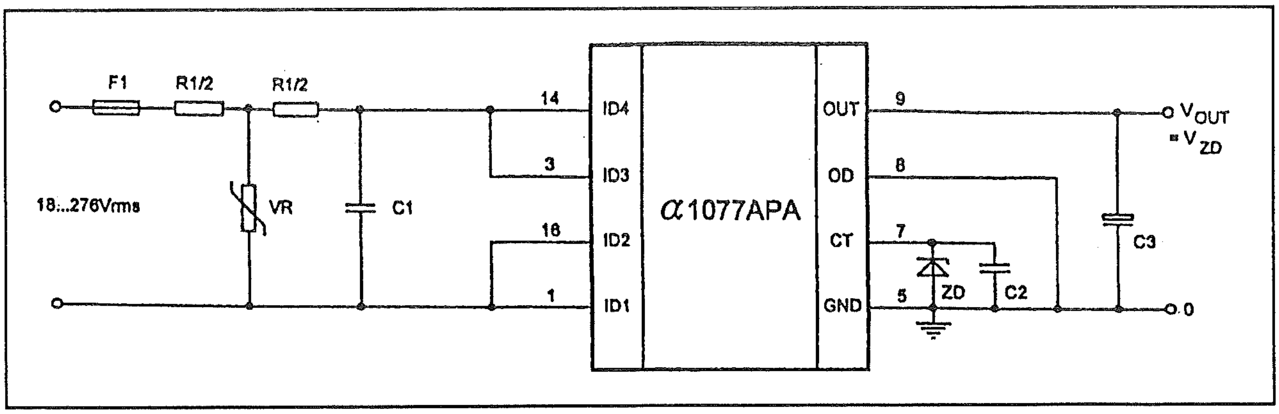
Figuur 6/50.13-4: De spanningen op de bepalende punten van de schakeling.

Algemeen applicatie-schema
In figuur 6/50.13-5 is het algemeen applicatie-schema rond de α1077APA getekend. In het schema zijn alle componenten ingetekend die men rond het IC kan opnemen en waarvan de functie en de waarde in het kort besproken worden.

- Zekering F1:
  In het primaire circuit *moet* een zekering worden opgenomen van 500 mA. Zonder deze zekering zou, bij de een of andere calamiteit, het IC zo'n grote stroom uit het net kunnen opnemen dat de behuizing letterlijk ontploft!
- Weerstand R1/2:
  Deze weerstand(en) staan in serie met het net en zorgen ervoor dat de ingangsstroom van de schakeling op een veilige waarde begrensd wordt. De waarde moet zo groot zijn, dat de piekstroom die ontstaat als C3 volledig ontladen is en de schakeling een maximale laadstroom moet leveren, in ieder geval kleiner blijft dan 2 A. Een voor de mees-

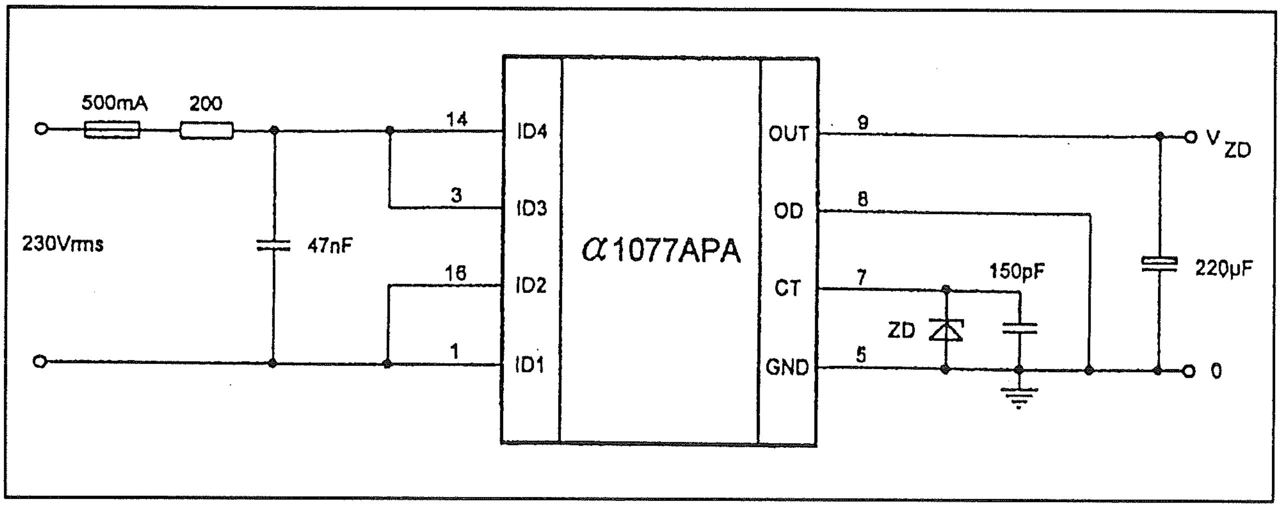
te toepassingen bruikbare waarde is 200 Ω.

- Condensator C1:
  Deze condensator vormt samen met R1/2 een laagdoorlaat filtertje, dat de maximale spanningsstijging per tijdseenheid aan de ingang begrenst. Bij de gebruikelijke netfrequentie van 50 Hz en een waarde voor R1/2 van 200 Ω wordt een condensator van 47 nF aanbevolen. Dit onderdeel moet de volle netspanning kunnen verdragen, zodat een 630 V polyester-condensator wordt aanbevolen.
- Varistor VR:
  Dit onderdeel beveiligt het IC tegen grote spanningspieken op de ingang, zoals deze in industriële omgevingen vaak voorkomen.
  Voor huis-, tuin- en keukengebruik kan men dit onderdeel in de meeste gevallen weglaten.
- Condensator C2:
  Deze condensator verhindert dat de schakeling zichzelf inschakelt bij grote spanningssprongen aan de ingang. Bij een frequentie van 50 Hz wordt een waarde van 150 pF aanbevolen. Omdat de spanning op pen 7 niet groter kan worden dan ongeveer 70 V is een normale condensator bruikbaar.
- Condensator C3:
  Deze condensator dient als afvlakelement en wordt bij iedere periode van de ingangsspanning twee keer door een korte, maar forse stroompiek opgeladen. Vandaar dat de zogenoemde "rimpelstroom" die deze condensator moet kunnen verdragen vrij groot moet zijn. Kleine condensatoren met een grote impedantie zijn niet bruikbaar, omdat deze grote impedantie het vloeien van de grote laadstroom verhindert.
  Als de belastingsstroom minder dan 50 mA bedraagt wordt een waarde van 220 µF aanbevolen. De bedrijfsspanning van de elco moet in ieder geval 10 V groter zijn dan de reële uitgangsspanning op pen 9.
- Zenerdiode ZD:
  De waarde van de zenerspanning definieert de uitgangsspanning van de schakeling. Een zener van 5,6 V levert een uitgangsspanning van ongeveer 5 V op.
  Zonder externe zener wordt de interne zenerdiode actief, die een zenerspanning van ongeveer 70 V heeft. Schakelt men dus geen externe zener tussen pen 7 en 5, dan zal de uitgangsspanning ongeveer +70 V bedragen.

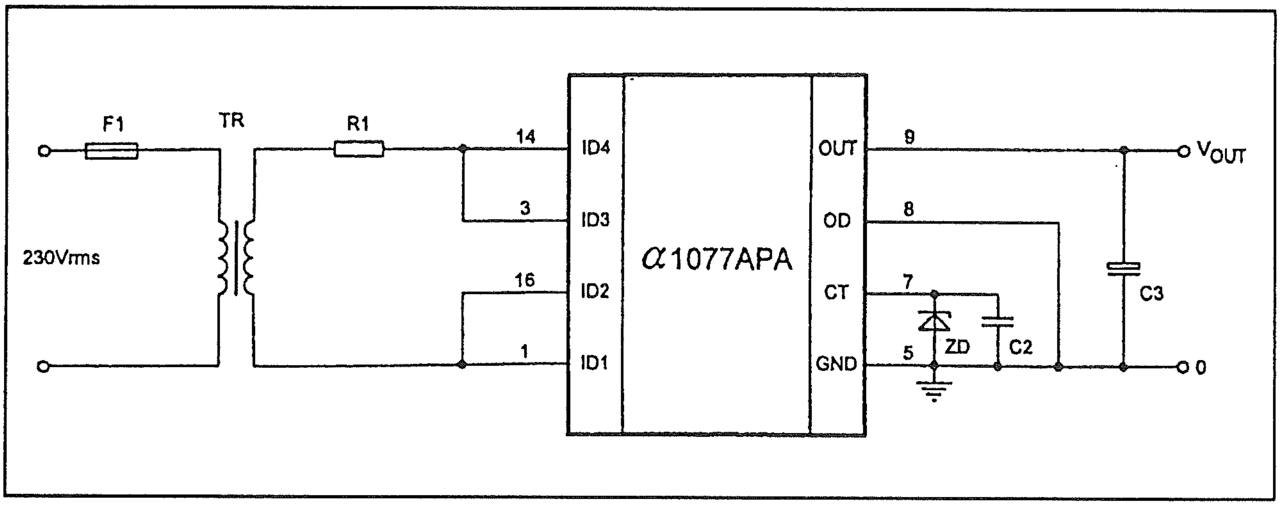


Figuur 6/50.13-5: Het door de fabrikant aanbevolen applicatie-schema.

50.13 α1077APA, gelijkspanning rechtstreeks uit het net



Figuur 6/50.13-6: De eenvoudigste applicatie rond het IC voor het voeden van kleine schakelingetjes op bijvoorbeeld +5 V.



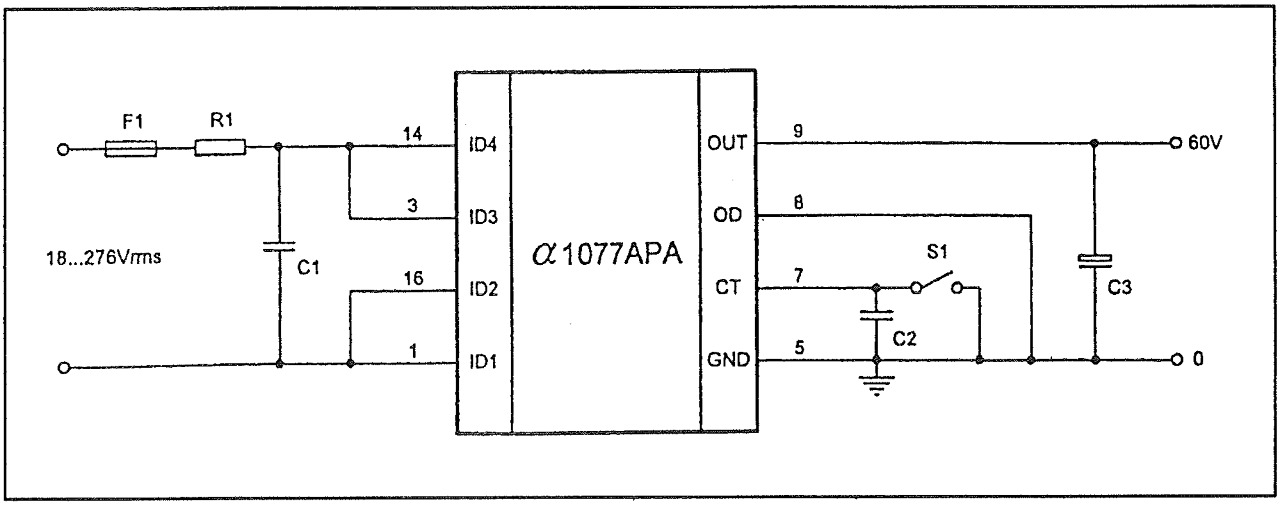
Figuur 6/50.13-7: In dit voorbeeld vervangt de α1077APA een bruggelijkrichter en een stabilisator.

Voorbeeld-schakelingen

Tot slot drie praktische voorbeeld-schakelingen rond de α1077APA. In figuur 6/50.13-6 word de standaard toepassing van het IC gegeven voor het voeden van kleine schakelingetjes met bijvoorbeeld +5 V. Dit schema kan tot een heel compact geheel opgebouwd worden. In figuur 6/50.13-7 wordt de α1077APA gebruikt in combinatie met een voedingstrafo. In dit schema vervangt het IC dus de traditionele bruggelijkrichter en een stabilisator van het type 78xx. Tot slot geeft figuur 6/50.13-8 een manier om de uitgangsspanning van de schakeling door middel van een schakelaar naar nul te reduceren.

Uiteraard kan de schakelaar S1 vervangen worden door een transistor, die naar geleiding wordt gestuurd op het moment dat men de voedingsspanning wil uitschakelen.

50.13 α1077APA, gelijkspanning rechtstreeks uit het net



Figuur 6/50.13-8: Door pen 7 met een schakelaar of een transistor naar de massa te schakelen, zal de uitgangsspanning wegvallen.

6/50.14

MM74C947, een 4 digit op/neer-teller voor sturing van LCD-display's

Inleiding

De actieve doe-het-zelver zal vaak geconfronteerd worden met de noodzaak een of ander apparaatje van een digitale uitlezing te voorzien. Nu komt het principe van een digitaal display neer op het tellen van pulsjes. De meeste doe-het-zelvers hebben wel ervaring met het aansturen van zeven-segment LED-indicatoren uit TTL-tellers en -decoders. Deze verbruiken echter veel stroom en zijn dus niet bruikbaar in transportabele, batterijgevoede schakelingen. Men moet dan een beroep doen op de energie-zuinige LCD-display's. Die moeten echter op een heel andere manier aangestuurd worden dan LED's. Gelukkig zijn er IC's in de handel die de wisselspanningssignalen voor het aansturen van de segment- en achterelektrodes (backplane's) volledig automatisch genereren. Als dit alles dan nog gecombineerd wordt met een vier decaden brede op- en neer-teller, ontstaat een vrijwel ideaal IC voor alle toepassingen waarbij het er op aan komt pulsjes te tellen en op een zuinig display weer te geven.

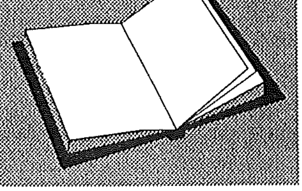
De 74C-familie

De 74C-familie van logische schakelingen is niet zo bekend. Ten onrechte, want in deze serie zit een aantal schakelingen die zéér interessant zijn voor de doe-het-zelver en die men in de overige takken van de 74-stamboom tevergeefs zal zoeken. In deze familie zit met name een groot aantal teller-IC's. Niets bijzonders, zou men zeggen, ware het niet dat deze tellers alle comfort bieden voor het snel samenstellen van een of ander apparaat dat een digitale pulsteller als uitgang heeft. De IC's bevatten decadische tellers die in cascade zijn geschakeld en verder alle benodigde stuur-elektronica voor het rechtstreeks aansturen van LED- of LCD-display's.

Alvorens het betreffende lid van deze familie nader voor te stellen is het nuttig wat algemene informatie te geven over de eigenschappen van de 74C-tak aan de 74-stamboom.

De ideale logische familie verbruikt geen stroom, heeft geen vertraging, maar wel gecontroleerde stijg- en afvaltijden en een storingsongevoeligheid van 50 % van de logische zwaai. De 74C metal gate CMOS-familie (Complementaire MOS: de schakelcircuits zijn samengesteld uit een com-

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.17
Hoofdstuk 3/6.9
Hoofdstuk 6/5.1.4



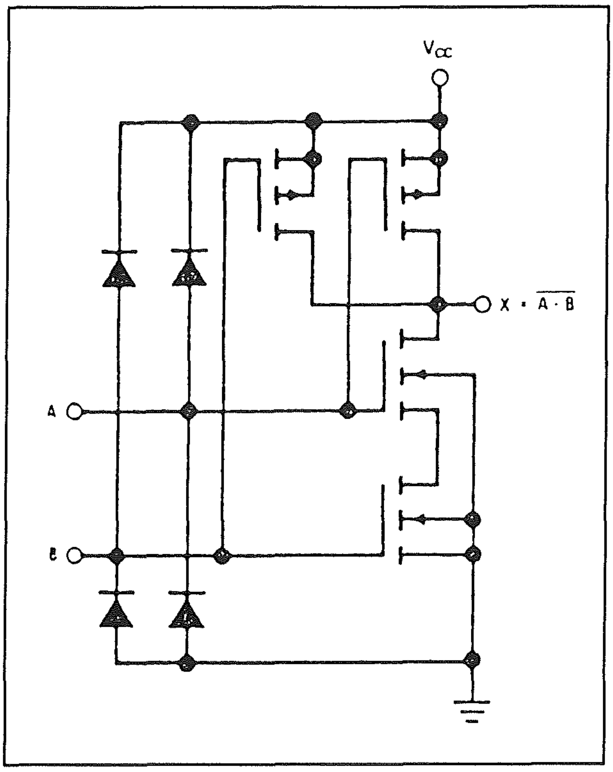
50.14 MM74C947, een 4 digit op/neer-teller voor sturing van LCD-display's

plementaire structuur tussen de massa en de voeding, dus N-channel en P-channel MOS's) heeft kenmerken die hier aardig op beginnen te lijken! Het vermogen dat in rust wordt verbruikt bedraagt slechts 10 nW per poort. Het aktieve vermogen hangt af van de voedingsspanning, frequentie, belasting en stijgtijden, maar bedraagt bij 1 MHz en 50 pF belasting minder dan 10 mW/poort. Verder is de vertraging wel kort, maar niet nul: 25 tot 50 ns. De stijg- en afvaltijden zijn 20 tot 40 % langer dan de vertraging, zodat er hellingen ontstaan in plaats van stapfuncties. Ten slotte bedraagt de storingsongevoeligheid 45 % van de volle logische spanningszwaai, terwijl de voedingsspanning mag variëren tussen 3 V en 15 V (!). Gestabiliseerde voeding is dus absoluut overbodig en een 9 V blokbatterijtje is in staat ieder 74C-IC tijden lang zonder problemen te voeden. De 74C-familie heeft dezelfde aansluitingen als de standaard 74-serie en is ideaal voor batterij gevoede apparatuur wanneer men genoegen neemt met de lage snelheid.

Figuur 6/50.14-1 geeft als voorbeeld van de interne structuur het schema van de 74C00, zoals te verwachten een NAND-poort met 2 ingangen.

De 74C-familie heeft de volgende algemene eigenschappen:

- Poortvertraging:
  50 ns
- Vermogen per poort:
  10 nW
- Klokfrequentiebereik:
  maximum 12 MHz
- Voedingsspanning V_{CC}:
  3 tot 15 V, 18 V absoluut maximum
- Ingangsspanning V_i:
  -0,3 V tot (V_{CC}+0,3 V)
- Fan-out:
  2 TTL-ingangen



Figuur 6/50.14-1: Het intern schema van de eenvoudigste 74C-schakeling, de 00, een NAND-poort.

De MM74C947

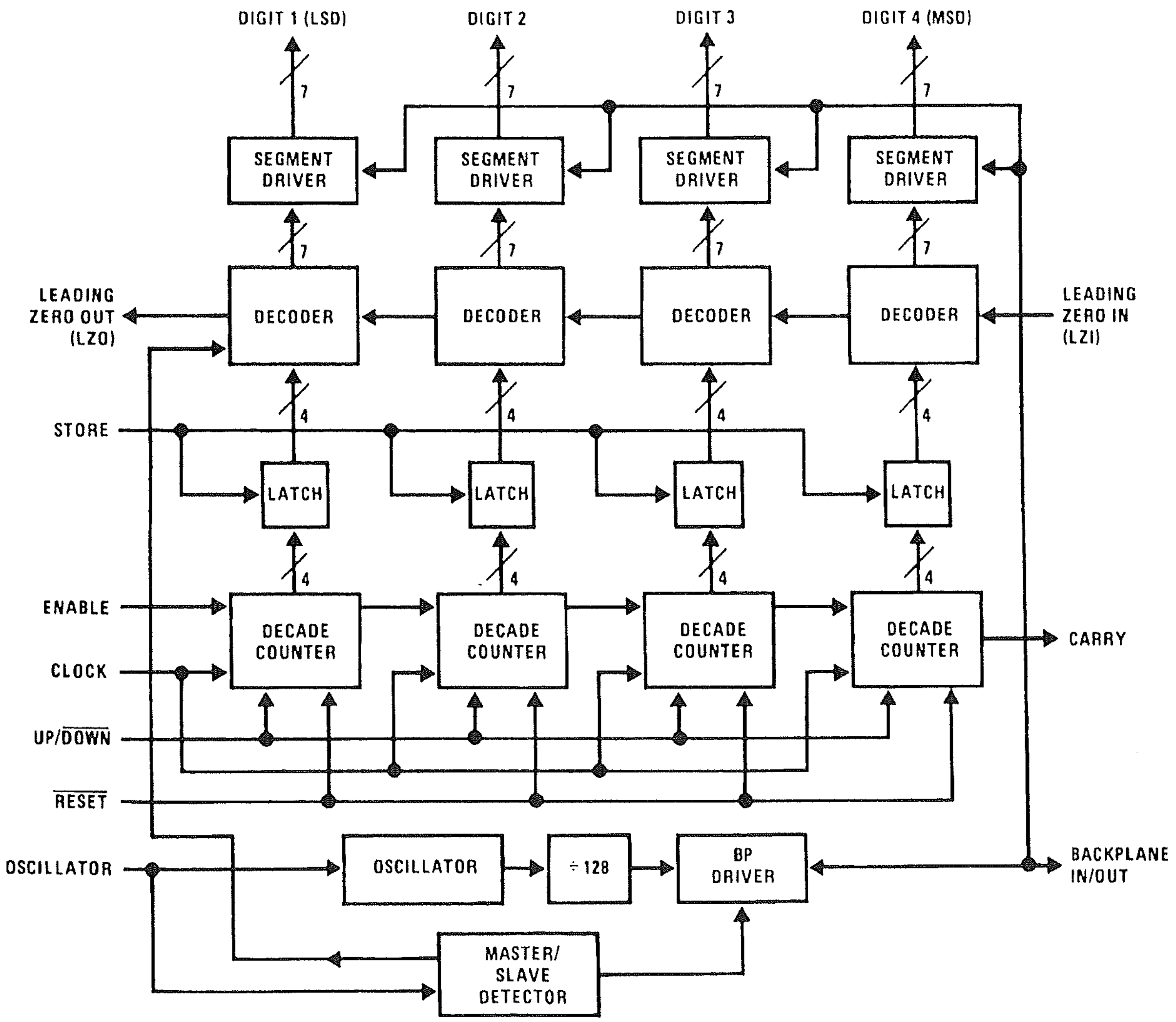
Dit type wordt alleen geleverd door NatSemi, met als codering MM74C947. De 74C947 is een 4-cijferige decade-teller voor directe aansturing voor LCD-display's. Het IC bevat een 4-decaden op/neer-teller met uitgangslatches en 7-segment decoders. De chip is bovendien voorzien van een oscillator/driver, segmentdrivers en een automatische displayblankschakeling (true ripple blanking). Alle voorlopende nullen worden automatisch onderdrukt, behalve die van de laagste digit, die optioneel kan worden onderdrukt.

De 74C947 heeft 28 segment-uitgangen voor het aansturen van een 4-digit LCD-display. Hoewel de golfvormen voor de segmenten en het backplane intern wor-

50.14 MM74C947, een 4 digit op/neer-teller voor sturing van LCD-display's

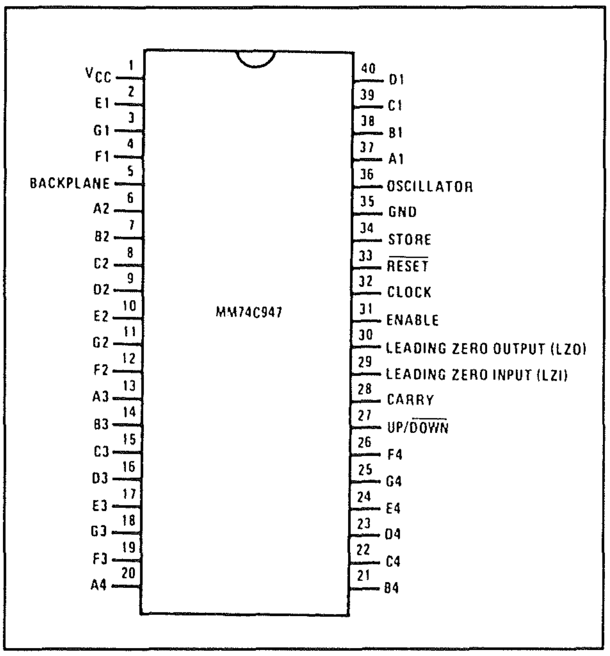
den gegenereerd, kunnen ze ook afhankelijk worden gemaakt van een extern signaal (bijvoorbeeld een andere 74C947). Meerdere display's kunnen zodoende gemakkelijker in cascade worden geschakeld, waarbij ook de Carry- en/of Borrow-uitgang wordt gebruikt. De Reset- en Store-signalen maken toepassing als periode- of frequentieteller mogelijk.

Intern blokschema en aansluitgegevens
Het intern blokschema van de 74C947 is getekend in figuur 6/50.14-2, de aansluitgegevens in figuur 6/50.14-3.



Figuur 6/50.14-2: Het intern blokschema van de 74C947.

50.14 MM74C947, een 4 digit op/neer-teller voor sturing van LCD-display's



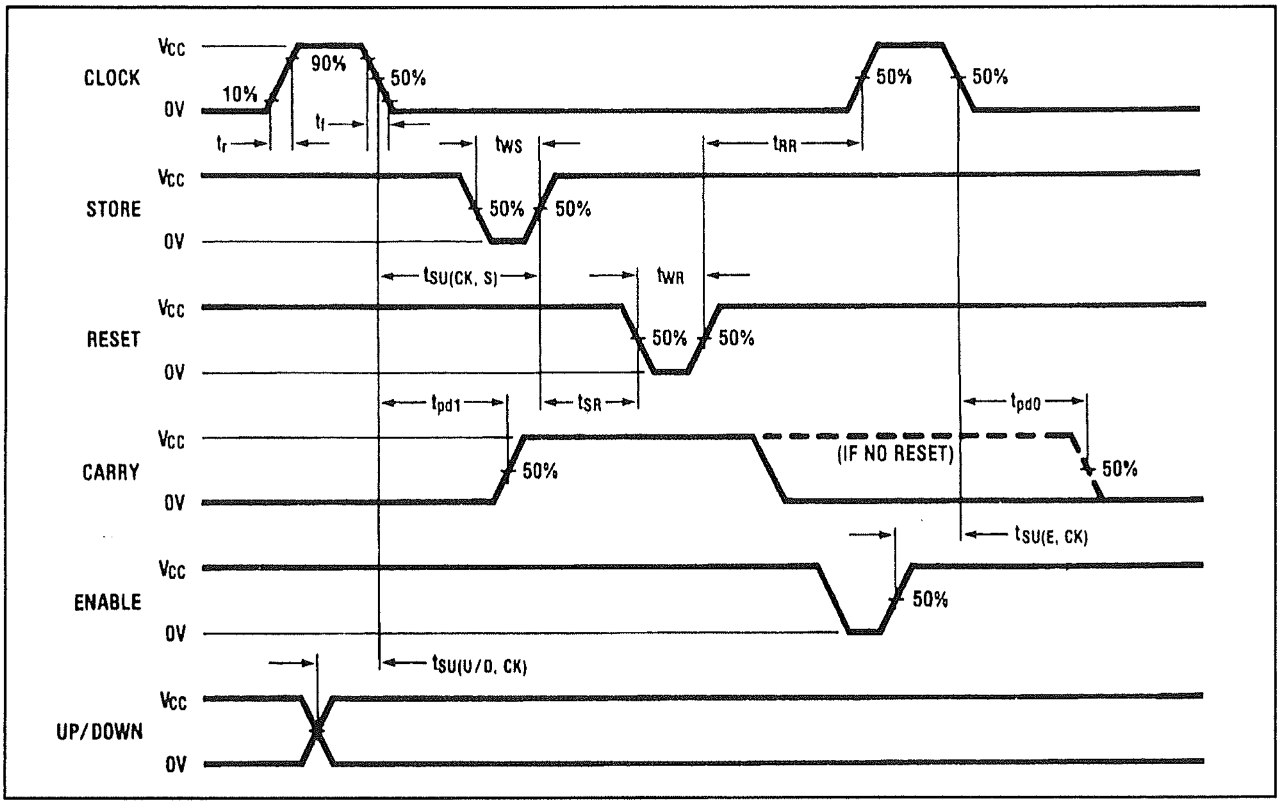
Figuur 6/50.14-3: Aansluitgegevens van de 74C947.

Beschrijving van de signalen

De 74C947 heeft niet minder dan 40 bezette pennen en het is logisch dat iemand die voor het eerst met deze schakeling geconfronteerd wordt niet zo goed weet wat er allemaal op die pennen aangesloten moet worden. Vandaar een kort, maar duidelijk inzicht in de functie van al die pennen.

- Backplane In/Out
  Bij geaarde oscillator-ingang is deze pen een ingang voor invoering van het backplane-signaal van een externe bron.
  Is de oscillator-ingang open dan werkt deze pen als uitgang voor het backplane-signaal voor het display.
- Oscillator
  De oscillatie-frequentie (typisch 85 Hz) kan worden verlaagd door een condensator (C_{OSC}) tussen deze pen en aarde aan te sluiten. Als deze pen aan aarde wordt gelegd, volgt de display-uitgang van de teller een extern backplane-signaal (slave).
- Store
  Deze ingang bestuurt de op de chip aanwezige latches. Als Store LAAG is staan de latches in de "doorstroom"-mode en volgen de uitgangen de teller. Als Store HOOG is wordt de inhoud van de teller opgeslagen en vastgehouden in de latches.
- $\overline{\text{Reset}}$
  Een LAAG signaal op deze ingang reset de tellers naar nul.
- Clock
  De teller doet een stap op of neer op commando van de negatieve flank van het clock-signaal.
- Enable
  Een LAAG signaal op deze ingang stopt de werking van de teller.
- Leading Zero Input (LZI)
  Wanneer deze ingang HOOG is, worden de voorlopende nullen onzichtbaar gemaakt.
- Leading Zero Output (LZO)
  Deze uitgang gaat HOOG zodra de inhoud van de latch nul wordt, LZI HOOG is en de oscillatorpen open is.
- Carry
  Deze uitgang gaat HOOG als bij het optellen 9999 wordt bereikt of 0000 bij het neertellen.
- Up/$\overline{\text{Down}}$
  Als deze ingang HOOG is telt de teller op en dus uiteraard neer indien deze ingang LAAG is.
- A1 tot en met G1
  Segment-uitgangen van cijfer 1 van de uitlezing.
- A2 tot en met G2
  Segment-uitgangen van cijfer 2 van de uitlezing.

50.14 MM74C947, een 4 digit op/neer-teller voor sturing van LCD-display's



Figuur 6/50.14-4: Het timing-diagram van de M74C947.

- A3 tot en met G3
  Segment-uitgangen van cijfer 3 van de uitlezing.
- A4 tot en met G4
  Segment-uitgangen van cijfer 4 van de uitlezing.

Het timing-diagram

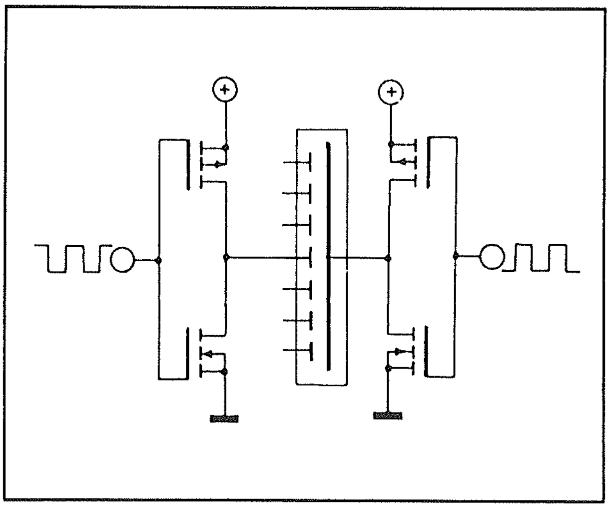
Het timing-diagram van dit IC is voorgesteld in figuur 6/50.14-4. Uit deze grafiek valt duidelijk af te lezen wat de actieve flank of het actieve niveau is van de verschillende besturingssignalen.

Aansturen van LCD-display's

Zoals reeds geschreven in de inleiding worden LCD's op een heel andere manier aangestuurd dan LED's. LCD's zijn immers in wezen capaciteiten en het is zelfs verboden om deze onderdelen met gelijkspanning te voeden. Weliswaar is de elektrische geleiding zo laag dat men een LCD voornamelijk door een capacitieve belasting kan voorstellen, maar de vloeistofkristallijne stof is toch geen zuivere isolator. De kleine gelijkstroom die door de sandwich gaat vloeien heeft tot gevolg dat de vloeistofkristallijne stof een elektrolyse gaat ondergaan. Net zoals men water door er gelijkstroom doorheen te sturen kan ontleden in waterstof en zuurstof zal de elektrische stroom de vloeistofkristallijne stof gaan ontleden in zijn samenstellende elementen. Reeds na enige uren gaan de prestaties van het liquid crystal display merkbaar achteruit.
Dit verschijnsel is zo bepalend dat alle fabrikanten voorschrijven dat het gelijkspanningsaandeel in het stuursignaal niet groter mag zijn dan 50 mV!
Men moet dus met blokpulsen sturen en er worden zeer hoge eisen gesteld aan de

50.14 MM74C947, een 4 digit op/neer-teller voor sturing van LCD-display's

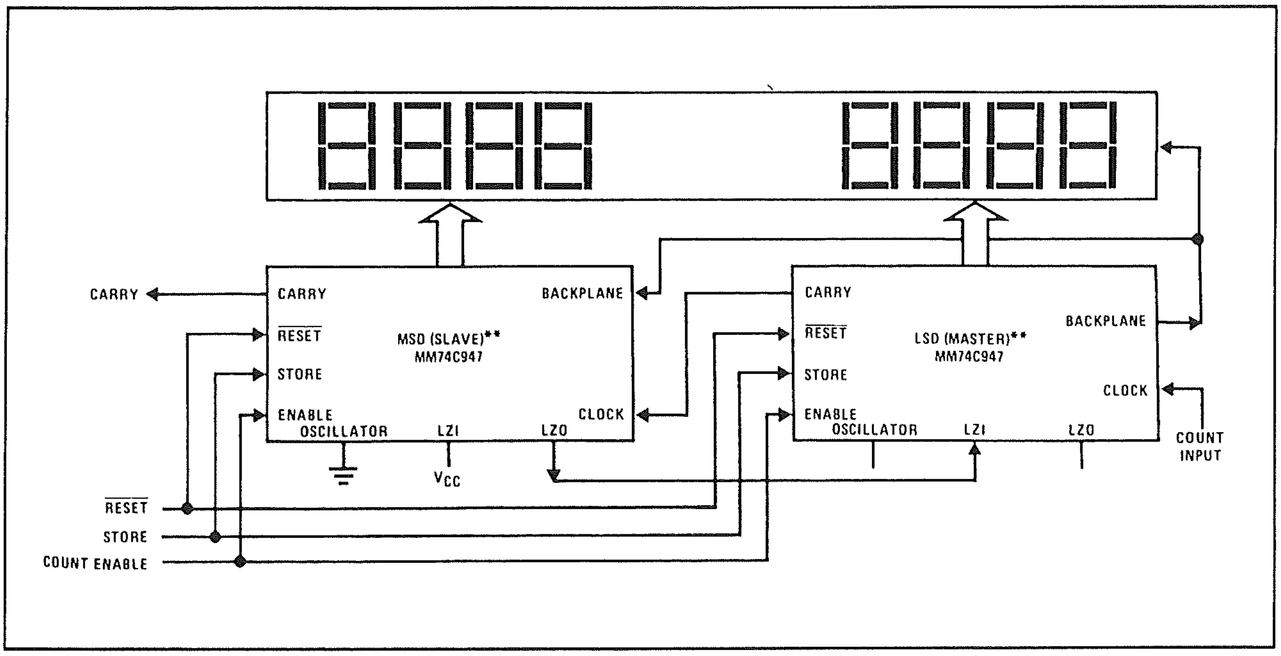
tijd-symmetrie van dat signaal. Is de "H"-periode iets groter of kleiner dan de "L"-periode, dan zal het signaal een resulterende gelijkspanning bevatten en zal de levensduur van het LCD in niet geringe mate verminderen.
Omdat in de meeste praktische toepassingen alleen een gelijkspanning voorhanden is, zal men met behulp van een oscillator een blokgolf moeten produceren. Dit is echter niet voldoende! Deze blokgolf wisselt tussen de voedingsspanning en de massa en bevat dus nog steeds een gelijkspanning die gelijk is aan de helft van de voedingsspanning. Men zal dus op de een of andere manier deze blokspanning die schommelt tussen $+U_b$ en de massa moeten omvormen in een blokspanning die varieert tussen $+1/2U_b$ en $-1/2U_b$.
De frequentie van deze blokgolf wordt aan de lage kant begrensd door het knipperen van de uitlezing. Vanwege de traagheid van een LCD heeft men daar in de praktijk echter erg weinig last van en kan men werken met een frequentie van 30 Hz.
Aan de hoge kant speelt de capacitieve belasting van het LCD een rol. De capaciteit van een LCD van 8 mm cijferhoogte en zeer hoogwaardige vloeistofkristallijne stof bedraagt ongeveer 150 pF. Deze waarde loopt op tot 4 nF bij een cijferhoogte van 25 mm en standaard vloeistofkristallijne stof.
De MM74C947 wekt de noodzakelijke blokspanningen op en heeft voorzieningen, waardoor de toegepaste LCD's met slechts één backplane aangestuurd kunnen worden. Zowel de voorste elektroden als de backplane worden gestuurd uit een complementaire eindtrap. Beide schakelingen moeten nu door ten opzichte van elkaar geïnverteerde blokgolven worden gestuurd. Dit systeem, voorgesteld in figuur 6/50.14-5, is een beetje te vergelijken met de brugbesturing van luidsprekers in laagfrequent versterkers. Door de aansturing in tegenfase van de twee elektroden zal de ene op massapotentiaal staan als de andere op $+U_b$ staat en vice versa. Hoewel op beide elektroden een gelijkspanning van $+1/2U_b$ aanwezig is zal over het LCD dus geen gelijkspanning staan. Over de elektroden staat een wisselspanning waarvan de topwaarde nu gelijk is aan de grootte van de voedingsspanning.



Figuur 6/50.14-5: Het aansturen van de segment-elektroden en de backplane van een LCD.

Een voorbeeld-schakeling
Met de gegeven informatie moet het voor iedere doe-het-zelver nu mogelijk zijn de MM74C947 in een praktijksituatie te gebruiken. Als hulpmiddel wordt in figuur 6/50.14-6 nog een voorbeeld-schakeling gepubliceerd, waaruit duidelijk wordt hoe men twee identieke schakelingen in cascade kan zetten als men tot meer dan 9.999 moet tellen en dus CARRY van de eerste MM74C947 moet verbinden met de CLOCK van de tweede schakeling.

50.14 MM74C947, een 4 digit op/neer-teller voor sturing van LCD-display's



Figuur 6/50.14-6: Een toepassings-voorbeeld rond twee IC's van het type MM74C947.

Verder blijkt uit dit voorbeeld ook hoe men de LZO- en LZI-pennen van de twee IC's aan elkaar moet koppelen.

50.14 MM74C947, een 4 digit op/neer-teller voor sturing van LCD-display's

6/50.15

LM1851, elektronische aardlekschakelaar

Inleiding

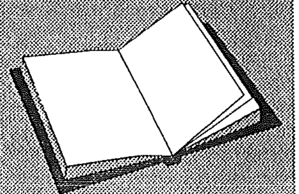
Een aardlekschakelaar is een apparaatje dat niet meer weg te denken valt in gelijk welk elektrisch systeem. De aardlekschakelaar meet het stroomverschil tussen de stroom die vloeit door een fase-draad (bruin) en de stroom die vloeit door de nul-draad (blauw). Als de installatie in orde is, moeten beide stromen uiteraard even groot zijn en is het stroomverschil nul. Als er echter ergens in de installatie een lek is naar de aarde, bijvoorbeeld als gevolg van vochtigheid, dan zal de stroom die door de fase-draad vloeit groter zijn dan de stroom die door de nul-draad vloeit en ontstaat er dus een stroomverschil. De aardlekschakelaar reageert onmiddellijk door het openen van contacten, waardoor de fase-draden van het net worden losgekoppeld.

De samenstelling van een traditionele aardlekschakelaar is getekend in figuur 6/50.15-1.

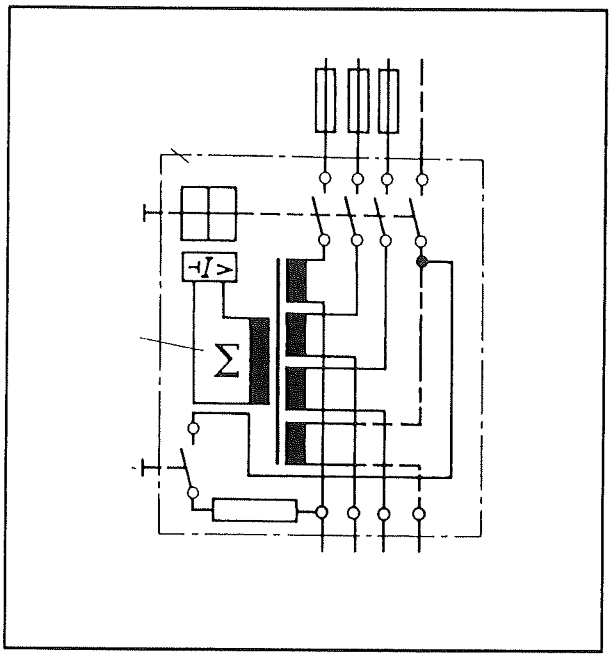
De drie fase-draden (hier wordt uitgegaan van een uitgebreide installatie waar de drie fasen binnen komen) en de nul worden onderbroken en aangesloten op kleine wikkelingen van een trafo. De wikkelingen staan dus in serie met de draden, zodat zij doorlopen worden door de stromen die door de aders vloeien. Het aantal windingen en de wikkelrichtingen van die vier trafo-spoelen zijn zo gekozen dat, als alles in orde is, er geen resulterend magnetisch veld door de kern van de trafo vloeit. Secundair wordt dus geen spanning geïnduceerd. Als echter het stroomevenwicht wordt verbroken door een aardlek zal er een resulterend magnetisch veld door de kern gaan vloeien, die secundair een kleine spanning genereert. Deze spanning is verbonden met de spoel van een magnetische onderbreker, die geactiveerd wordt en de drie fase-draden en de nul-draad onmiddellijk onderbreekt. Iedere aardleksschakelaar is tot slot voorzien van een drukknopje, waarmee een aardlek wordt nagebootst. Dit gebeurt door even een weerstand tussen een van de fasedraden (na de trafo) en de nul (voor de trafo) te leggen. Het stroomverschil wekt een secundaire spanning op die de aardlekschakelaar moet activeren.

LEES OOK:

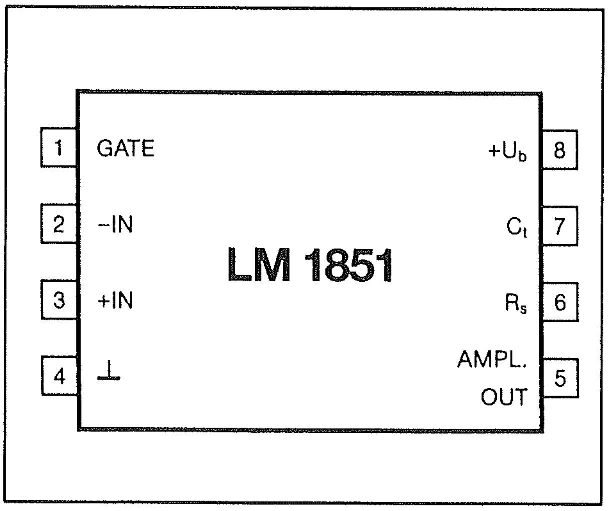
Geen verwijzingen



50.15 LM1851, elektronische aardlekschakelaar



Figuur 6/50.15-1: De samenstelling van een traditionele aardlekschakelaar.



Figuur 6/50.15-2: De aansluitgegevens van de LM1851.

De LM1851: een elektronisch alternatief

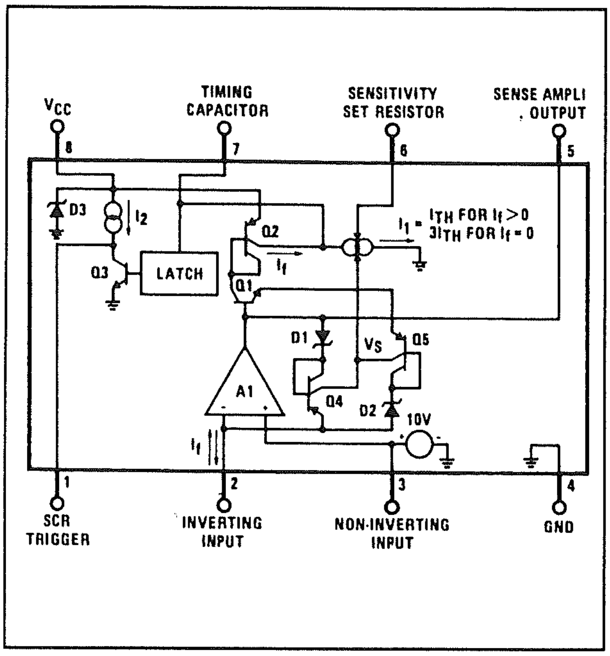
De LM1851 van NatSemi kan lekstromen naar aarde detecteren die zowel uit de fase als uit de nul van het 230 V wisselstroomnet afkomstig kunnen zijn.
Het optreden van aardlekken kan worden gedetecteerd door rond de toevoerleidingen van het net ringkernen aan te brengen, voorzien van een secundaire spoel. De wisselstromen die door de fase en de nul vloeien wekken twee elektromagnetische velden op in de ringkern, die op hun beurt in de secundaire wikkeling spanningen introduceren. Als er geen lekstroom aanwezig is zullen beide magnetische velden precies even groot zijn. De twee magnetische velden in de ringkern heffen elkaar op, de secundaire spoel levert geen spanning. Bij de aanwezigheid van een lekstroom naar aarde zal de stroom door de fase niet gelijk zijn aan de stroom door de nul. Het resulterende verschilveld wekt een inductiespanning in de spoel op die door het IC wordt versterkt en omgezet in een ontsteekstroom voor de gate van triac, die een vermogensrelais in de netaanvoer inschakelt.
De verbinding tussen net en belasting wordt onderbroken. Het IC bevat interne componenten die de schakeling niet laten reageren op korte stroomverschillen die kunnen optreden als gevolg van stoorspanningen op het net.
Afhankelijk van de karakteristieken van de detectie-spoelen kan men de schakeling instellen op een gevoeligheid tot maximaal 5 mA.

Technische gegevens

De technische specificaties van de LM1851 kunnen als volgt worden samengevat:

- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 6/50.15-2
- intern blokschema: figuur 6/50.15-3
- voedingsspanning: +30 V max.
- voedingsstroom: 19 mA max.
- gatestroom: 2,5 mA
- uitgangsweerstand: 100 Ω
- gevoeligheid: 3 tot 7 mA
- reactietijd: 18 ms

50.15 LM1851, elektronische aardlekschakelaar



Figuur 6/50.15-3: Het intern blokschema van de LM1851.

Voorbeeld-schakeling

Figuur 6/50.15-4 geeft het standaardschema van een elektronische aardlekschakelaar met de LM1851. De voeding voor het IC wordt rechtstreeks uit het net afgeleid. Een lekstroom tussen fase en aarde wordt gedetecteerd door de 1.000/1 ringkerntrafo.

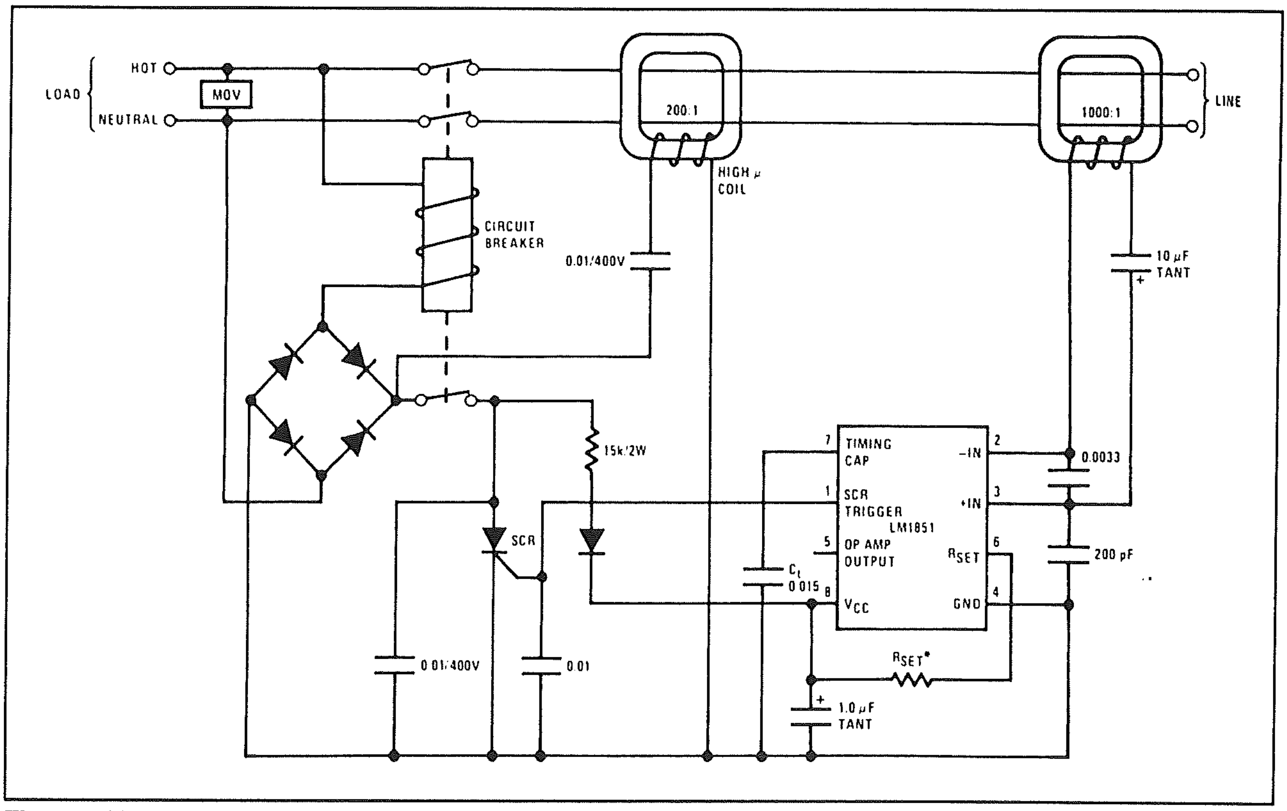
Dat betekent dat er op deze ringkern een spoel met 1.000 wikkelingen moet worden aangebracht. De dikte van de wikkeldraad is niet belangrijk, omdat de spoel geen stroom moet leveren. De uitgangsspanning wordt capacitief aangeboden aan de ingangen van de verschilversterker. De twee ingangscondensatoren verminderen de gevoeligheid van de schakeling voor stoorpulsen. De gevoeligheid van de schakeling wordt bepaald door de waarde van de weerstand R_{SET} volgens de formule:

$$R_{SET} = 7\ V / (I_{effectief} * 0,91)$$

waarin $I_{effectief}$ de gewenste waarde is van de lekstroom waarop de schakeling moet reageren.

Lekstromen tussen de nul en de aarde worden gedetecteerd met behulp van een tweede ringkern-spoel 200/1, die ***inductief*** moet gekoppeld worden met de eerste ringkernspoel, bijvoorbeeld door de twee kernen in elkaars nabijheid te monteren. Door deze spoel met de juiste wikkelrichting aan te sluiten op de schakeling zal bij een nul-lekstroom een positieve terugkoppeling over de versterker ontstaan, waardoor deze gaat oscilleren en de triac ontstoken wordt.

50.15 LM1851, elektronische aardlekschakelaar



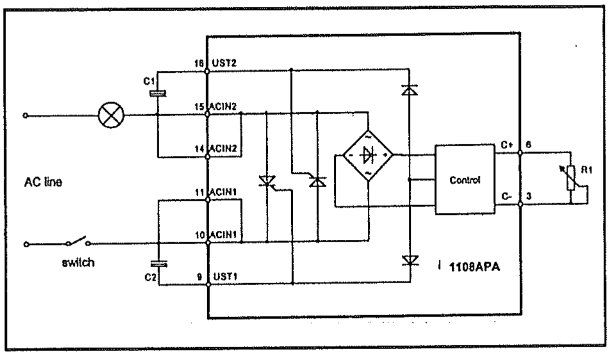
Figuur 6/50.15-4: De standaard schakeling rond de LM1851.

6/50.16

1108APA, dimmer schakeling voor 230 V belastingen

Inleiding
Hoewel eenvoudige dimmer schakelingen voor 230 V gloeilampen met een handjevol discrete componenten zijn samen te stellen, kan het nog eenvoudiger. Door de kleine Duitse IC-fabrikant Alpha Microelectronics uit Frankfurt wordt voor dit specifieke doel een speciaal "SmartPower"-IC op de markt gebracht: de 1108APA. In de eenvoudigste configuratie zijn slechts vier externe componenten noodzakelijk om deze chip om te zetten in een goed werkende 150 W lamp dimmer!
Met wat extra onderdelen zijn opties als "Soft Start" en "Soft Switch-off" mogelijk. Extra voordeel is dat dit IC vrij goedkoop is en bij diverse elektronica-shop's uit voorraad leverbaar is.

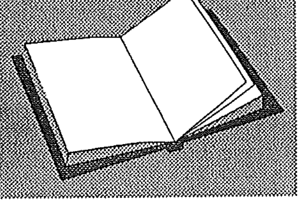
Intern blokschema en aansluitgegevens
Het intern blokschema van dit 16-pens IC is getekend in figuur 6/50.16-1. In tegenstelling tot wat men zou verwachten wordt géén gebruik gemaakt van een triac, maar van twee anti-parallel geschakelde thyristoren.
Deze oplossing voldoet uiteraard even goed en was waarschijnlijk gemakkelijker in de chip te integreren. De ene thyristor regelt het vermogen voor de positieve halve sinussen van de netspanning, de tweede thyristor neemt de negatieve halve sinussen voor zijn rekening.



Figuur 6/50.16-1: Intern blokschema van de 1108APA.

De functie van de 16 pennen is as volgt:
- Pen 1: NC
  Niet verbonden, ongebruikt laten
- Pen 2: NC
  Niet verbonden, ongebruikt laten
- Pen 3: C-
  Negatieve ingang van het stuurblok
- Pen 4: NC
  Niet verbonden, ongebruikt laten
- Pen 5: NC
  Niet verbonden, ongebruikt laten

LEES OOK:
Hoofdstuk 4/14.37
Hoofdstuk 4/15.1.1
Hoofdstuk 4/15.10



50.16 1108APA, dimmer schakeling voor 220 V belastingen

- Pen 6: C+
  Positieve ingang van het stuurblok
- Pen 7: NC
  Niet verbonden, ongebruikt laten
- Pen 8: NC
  Niet verbonden, ongebruikt laten
- Pen 9: UST1
  Gate van de eerste interne thyristor
- Pen 10: ACIN1
  Eerste ingang van de netspanning
- Pen 11: ACIN1
  Eerste ingang van de netspanning
- Pen 12: NC
  Niet verbonden, ongebruikt laten
- Pen 13: NC
  Niet verbonden, ongebruikt laten
- Pen 14: ACIN2
  Tweede ingang van de netspanning
- Pen 15: ACIN2
  Tweede ingang van de netspanning
- Pen 16: UST2
  Gate van de tweede thyristor

De werking van de schakeling

De werking van de schakeling wordt besproken aan de hand van de timingdiagrammen uit figuur 6/50.16-2.

Zoals iedere dimmer werkt ook deze schakeling met fase-aansnij besturing. Dat wil zeggen dat de thyristoren op een bepaald moment in het verloop van de positieve of negatieve halve sinusperiode worden open gestuurd. Het gevolg is dat de schakeling alleen bruikbaar is voor zuiver Ohmse belastingen, maar dat zijn gloeilampen per definitie. Inductieve belastingen, zoals motoren, veroorzaken echter fase-verschuivingen tussen spanning en stroom en brengen het eenvoudige systeem van de fase-aansnij besturing in de war. Dit IC is dus niet in staat de snelheid van kleine motoren, zoals ventilatoren, te regelen! Het controleblok, dat de gates van de thyristoren op het juiste moment in het faseverloop van stroom voorziet, wordt gestuurd uit een gelijkspanning tussen de pennen C+ en C-.

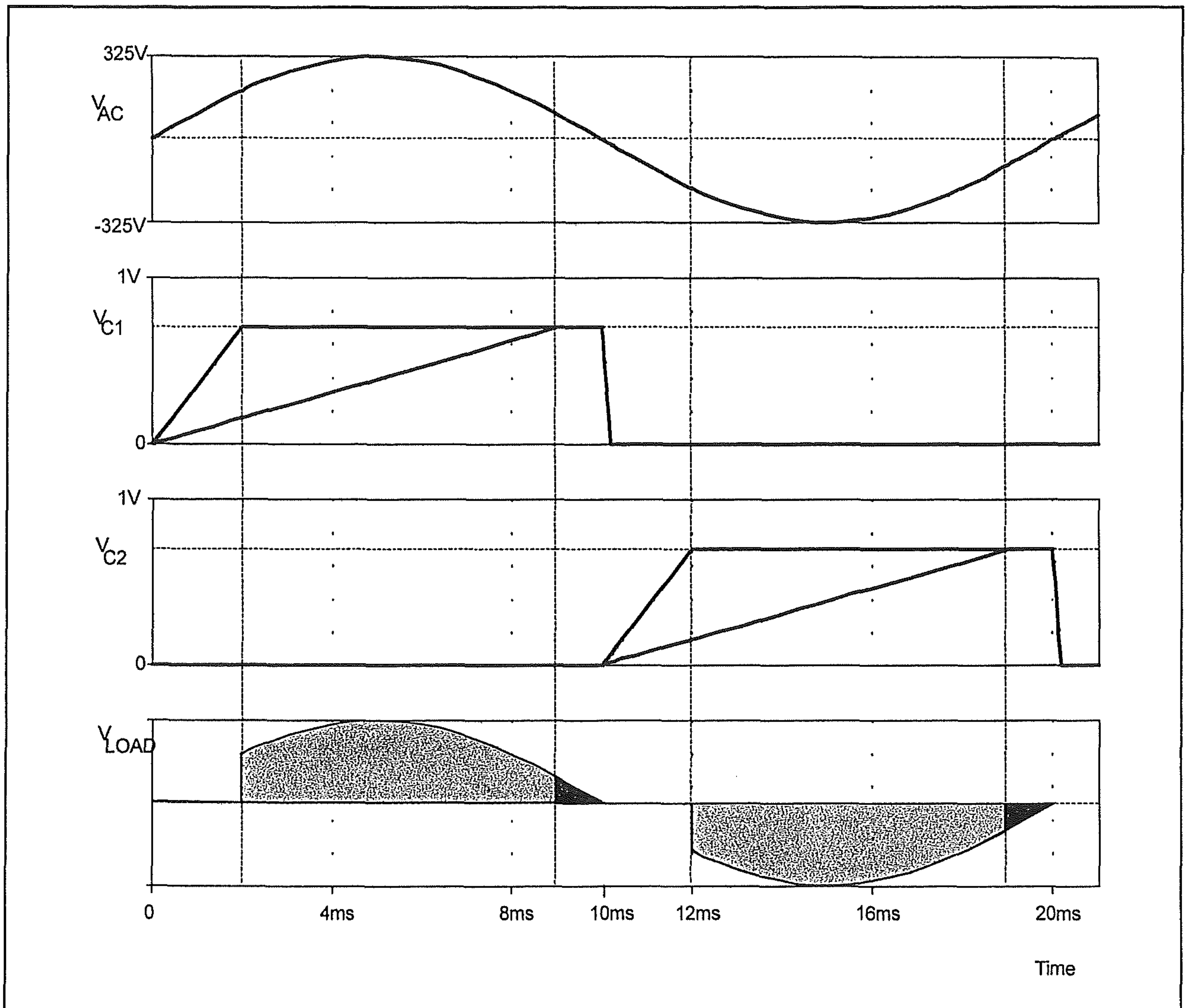
Deze spanning heeft een bereik van 0 V tot 6 V, waarbij 0 V de thyristoren niet open stuurt en een spanning van 6 V de thyristoren volledig open stuurt. De control wekt twee zaagtandvormige spanningen op, die starten bij de nuldoorgangen van de 230 V netspanning. De stuurspanning bepaalt de helling van de zaagtanden. Hoe steiler deze spanningen, hoe sneller de ontsteekspanning op de gates van de thyristoren wordt bereikt en hoe eerder in het faseverloop de thyristoren gaan ontsteken. Op deze eenvoudige manier kan men dus de openingshoek van de thyristoren soepel regelen over de volledige 180 ° van een halve periode. De zaagtandspanningen ontstaan door het opladen van de twee absoluut noodzakelijke externe condensatoren C1 en C2 uit figuur 6/50.16-1.

Deze condensatoren worden bij iedere nuldoorgang van de netspanning volledig ontladen en zullen nadien gaan opladen met een stroom die door de control geleverd wordt. Het is de grootte van deze stroom die met de spanning tussen de pennen C+ en C- in te stellen is. Hoe groter de stroom, hoe sneller de condensatoren opladen tot de ontsteekspanningen van de thyristoren.

Behalve het sturen van de condensatoren met een laadstroom vervult het controleblok nog de onderstaande functies:

- uitschakelen van de thyristoren als de chip te heet wordt;
- uitschakelen van de thyristoren als de spanning over een van de thyristoren te groot wordt;
- uitschakelen van de thyristoren als de stijgtijd van de spanning over het onderdeel te groot is;

50.16 1108APA, dimmer schakeling voor 230 V belastingen



Figuur 6/50.16-2: De timing-diagrammen die de werking van de schakeling verduidelijken.

- het, indien gewenst, besturen van de "Soft Start", waarbij het vermogen dat aan de belasting geleverd wordt niet opeens opkomt, maar met een instelbare vertraging.

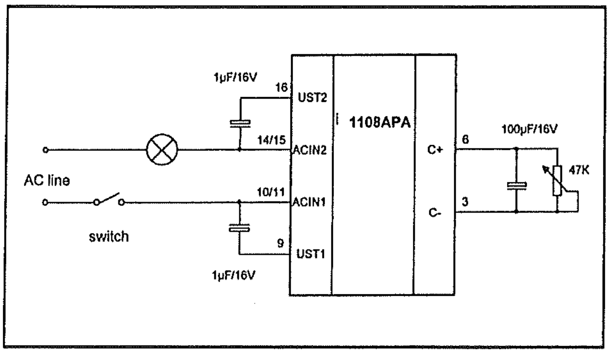
Technische specificaties
De 1108APA heeft de onderstaande specificaties:

- ingangsspanning:
  80 $V_{effectief}$ minimaal,
  276 $V_{effectief}$ maximaal
- frequentiebereik:
  40 Hz minimaal, 75 Hz maximaal
- uitgangsstroom:
  1,2 A maximaal
- maximaal vermogen:
  75 W in de eenvoudigste configuratie
  150 W met speciale voorziening
- spanningsval bij maximaal vermogen:
  2,1 V typisch, 2,8 V maximaal
- eigen stroomverbruik:
  1,7 mA typisch, 2,5 mA maximaal

50.16 1108APA, dimmer schakeling voor 220 V belastingen

Eenvoudigst toepassingsvoorbeeld

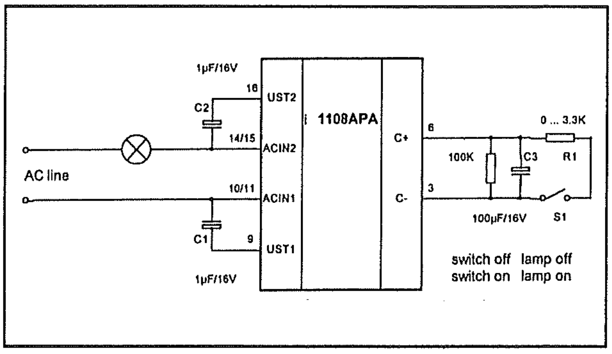
In figuur 6/50.16-3 is de eenvoudigste schakeling rond de 1108APA getekend. Twee elco's van 1 µF / 16 V tussen de pennen 14/15-16 en 10/11-9, een potentiometer en een elco tussen de pennen 3-6 en klaar is Kees! Met deze schakeling kan het IC maximaal 75 W vermogen leveren, hetgeen dus ideaal is voor de standaard 60 W gloeilampen die meestal in en om het huis worden toegepast.



Figuur 6/50.16-3: De eenvoudigste schakeling rond de 11008APA.

Introduceren van "Soft Start"

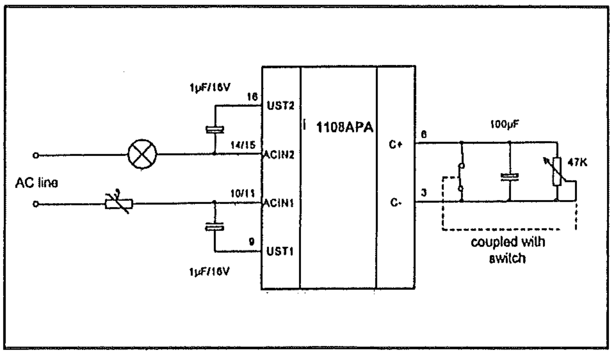
Bij een lamp met "Soft Start" wordt in feite niet gedimd, maar wordt de lamp gewoon met een schakelaar in- of uitgeschakeld. De elektronica zorgt er echter voor dat de lamp "langzaam" van nul naar het volle vermogen wordt gestuurd. Dit schijnt de levensduur van een gloeilamp aanmerkelijk te verlengen, omdat de koude gloeidraad dan niet zo' grote stroom- en temperatuurschokken te verduren krijgt. In figuur 6/50.16-4 is getekend hoe de 1108APA voor deze toepassing ingezet kan worden. De waarde van de weerstand R1 bepaalt de tijdsduur van de "Soft Start". De schakelaar S1 is de aan/uit-schakelaar van de lamp. De weerstand van 100 kΩ over de condensator C3 zorgt ervoor dat de condensator ontladen kan worden als de schakelaar geopend wordt en de schakeling klaar is voor de volgende "Soft Start".



Figuur 6/50.16-4: Het inschakelen van een lamp met "Soft Start".

Het verhogen van het uitgangsvermogen

Door, zoals getekend in figuur 6/50.16-5, een NTC-weerstand in serie met het ingangscircuit op te nemen, kan het maximaal aan te sluiten vermogen opgevoerd worden tot 150 W. De NTC verkleint de inschakel piekstroom door het IC, hetgeen beloond wordt met een verdubbeling van het toegestane gemiddelde vermogen. Als NTC raadt de fabrikant het Siemens-type S234/10/M aan.

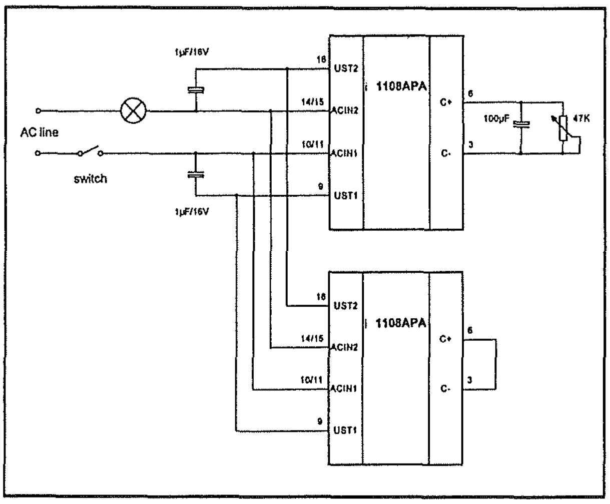


Figuur 6/50.16-5: Het verhogen van het toegestane lampvermogen tot 150 W.

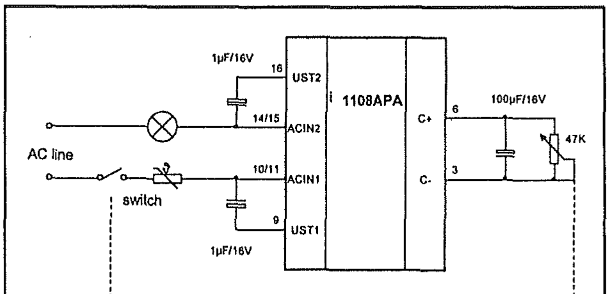
50.16 1108APA, dimmer schakeling voor 230 V belastingen

Nog meer vermogen

Twee identieke IC's kunnen volgens het schema van figuur 6/50.16-6 parallel worden geschakeld, waardoor het aan te sluiten vermogen stijgt tot 300 W. De controle-pennen van het tweede IC moeten met elkaar verbonden worden.



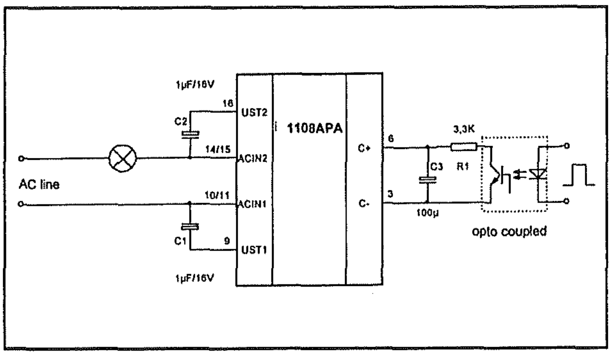
Figuur 6/50.16-6: Het parallel schakelen van twee 1108APA IC's.



Figuur 6/50.16-7: Het gebruik van een potentiometer met een veiligheidsschakelaar in de fase-draad.

Een potentiometer met schakelaar

De meeste inbouwdimmers hebben een potentiometer met schakelaar. Deze schakelaar is opgenomen in de fase van het net. Men kan dan de lamp volledig van het net koppelen, hetgeen niet te versmaden veiligheidsaspecten heeft, bijvoorbeeld bij het vervangen van de lamp. Ook met de 1108APA is zoiets mogelijk, zie figuur 6/50.16-7. De potentiometer moet zo aangesloten worden, dat zijn weerstand nul is als de schakelaar geopend is. Bij het verdraaien van de loper opent dan eerst de schakelaar en wordt de schakeling actief. Omdat de weerstandswaarde dan echter nog steeds erg laag is, zal de dimmer de lamp met een minimaal vermogen sturen. Het is natuurlijk wél noodzakelijk dat men een potentiometer zoekt met een schakelaar die ***bestand is tegen de 230 V*** van de netspanning!

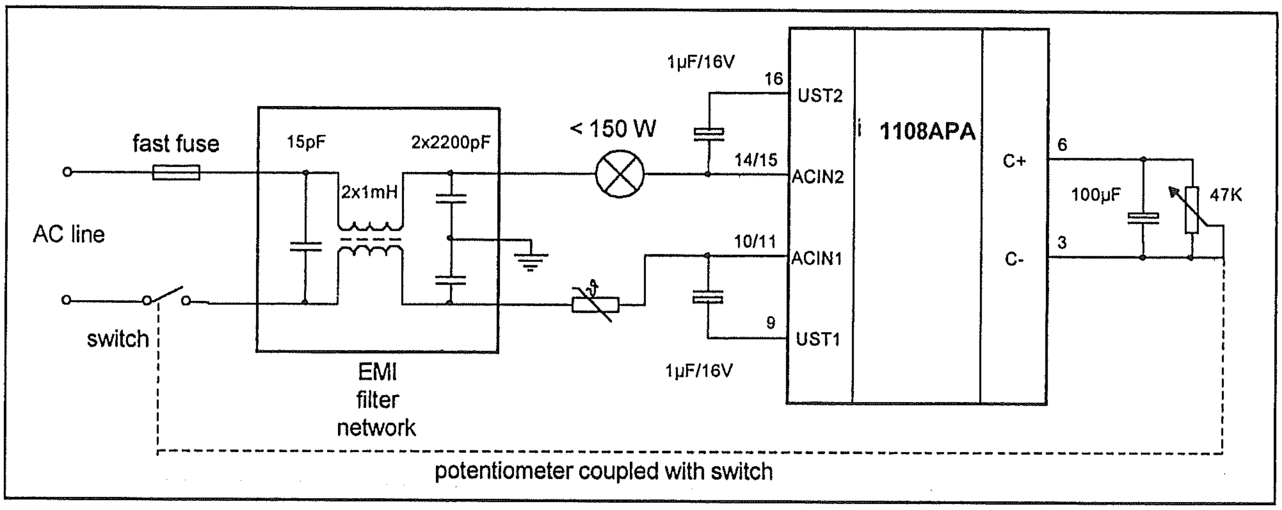


Figuur 6/50.16-8: Het galvanisch gescheiden aan of uit sturen van een lamp.

De 1108APA galvanisch gescheiden aansturen

De 1108APA is ook bruikbaar om een lamp volledig galvanisch gescheiden uit een elektronische schakeling aan of uit te sturen. Er wordt dan, zie figuur 6/50.16-8, gebruik gemaakt van een optische koppelaar aan de ingangen. In principe kan men ieder koppelaar gebruiken, omdat de werking niet kritisch is. Wél moet de verzadigingsspanning van de interne fototransistor zo laag mogelijk zijn.

50.16 1108APA, dimmer schakeling voor 220 V belastingen



Figuur 6/50.16-9: De door de fabrikant voorgeschreven ontstoorschakeling.

Het is immers deze verzadigingsspanning die nu tussen de pennen C+ en C- staat en de mate van fase-aansnijding bepaalt. Hoe lager deze spanning, hoe beter de thyristoren volledig worden dicht gestuurd als de schakeling geactiveerd wordt. Hieruit volgt dat het geheel inverterend werkt. Stuurt men geen puls door de LED van de optische koppelaar, dan spert de transistor en staat er tussen de pennen C+ en C- de maximale spanning. De thyristoren worden volledig open gestuurd, de lamp brandt op maximaal vermogen. Stuurt men een stroom door de LED, dan wordt de foto-transistor in verzadiging gestuurd. De spanning tussen de pennen C+ en C- daalt tot de verzadigingsspanning van de transistor, de thyristoren worden niet meer gestuurd en de lamp dooft.

Storingsonderdrukking
De 1108APA werkt volgens het principe van de fase-aansnij besturing. Dat betekent dat de stroom door de lamp pulsvormig verloopt. Deze snelle stroompulsen veroorzaken elektromagnetische storing (EMI) in de leidingen tussen het net, de lamp en de dimmer schakeling. Men moet dus goed ontstoren! In figuur 6/50.16-9 is de door de fabrikant voorgeschreven ontstoorschakeling voorgesteld. Iets uitgebreider dus, dan het kleine toroide spoeltje en het eenzame condensatortje dat men meestal in goedkope lamp dimmers aantreft! Zo'n officieel ontstoorfilter met twee op dezelfde kern gewikkelde verzadigde smoorspoelen en drie condensatoren kost echter vele malen meer dan de volledige schakeling rond de 1108APA. In de praktijk zullen de meeste gebruikers dus toch wél naar het spoeltje + condensator grijpen. Maar het schema van figuur 6/50.16-9 is het enige dan voldoet aan de strenge EMI-normen die tegenwoordig gelden en waaraan iedereen die elektronica ontwerpt en bouwt zich zou aan moeten houden.

Verkrijgbaarheid
De 1108APA is goed verkrijgbaar. De firma Conrad Electronic uit Enschede levert het IC onder bestelnummer 149110-33 voor een stukprijs van *f* 9,95 inclusief BTW.

6/50.17

PKD01, piekwaarde detector met geheugen

Theorie

Inleiding

In de analoge techniek komt het vrij vaak voor dat men geïnteresseerd is in de positieve of negatieve piekwaarde van een signaal of spanning. Er zijn zelfs betere soorten digitale universeelmeters in de handel die een "Peak Hold"-functie hebben, waarmee men de piekwaarde van een spanning digitaal kan aflezen. Ook in de audio-elektronica is het registreren en meten van piekwaarden van het allergrootste belang. Een typisch voorbeeld is een VU-meter, die niet alleen het momentele verloop van de amplitude van een audio-signaal aangeeft op een thermometer LED-schaal, maar ook de piekwaarde van het signaal registreert. De piekwaarde is immers van groot belang omdat deze grootheid bepaalt hoe ver men een versterker of ADC kan uitsturen zonder dat de interne schakelingen overstuurd worden. Het opzoeken van de piekwaarde uit een signaal is in wezen een eenvoudige klus, omdat deze spanning tijdelijk in een condensator kan worden opgeborgen en dit onderdeel deze spanning lang genoeg vast houdt om de waarde te kunnen meten. Wie aan de slag gaat men discrete onderdelen stelt echter vast dat het realiseren van dit eenvoudig principe toch heel wat geploeter kost.

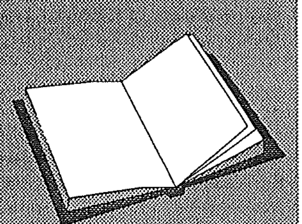
De PKD01 van PMI

De PKD01 van PMI is speciaal ontworpen voor het op een eenvoudige manier detecteren en opslaan van de piekwaarde van een analoge meetwaarde. Door middel van TTL-compatibele stuursignalen kan men de modus van de schakeling instellen, zoals:

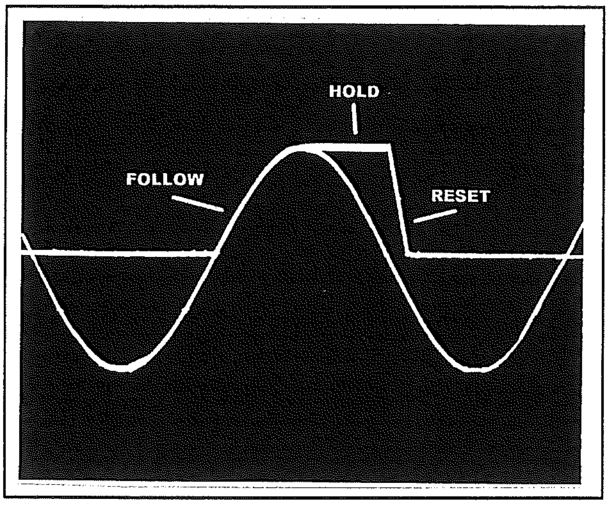
- piekwaarde detecteren;
- piekwaarde opslaan;
- reset.

De mooiste illustratie van de werking van dit IC volgt uit de oscilloscoop-foto van figuur 6/50.17-1. Aan de ingang wordt een sinus gelegd (eerste kanaal van de scope). De uitgang volgt het verloop van de sinus nauwkeurig (FOLLOW) tot aan de positieve topwaarde. Deze maximale signaalwaarde wordt door het IC opgeslagen (HOLD), tot men een RESET geeft en de uitgang weer naar nul gaat.

LEES OOK:
Geen referenties



50.17 PKD01, piekwaarde detector met geheugen



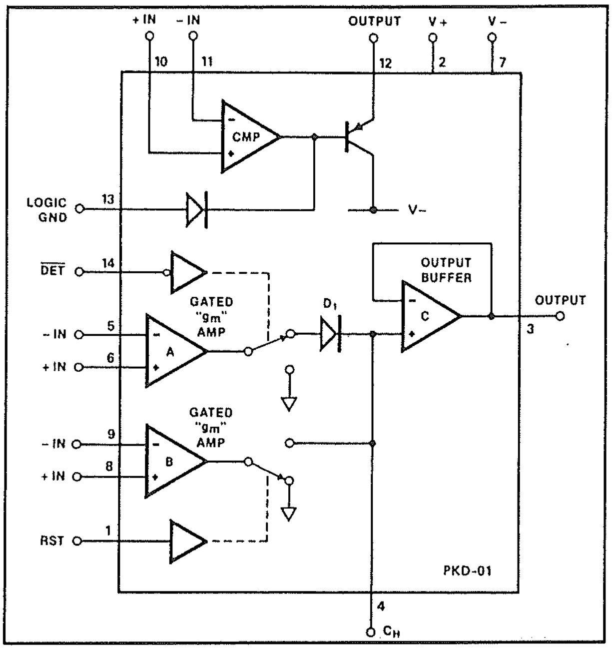
Figuur 6/50.17-1: De fundamentele werking van de PKD01 toegelicht aan de hand van een schermbeeld foto.

Intern blokschema

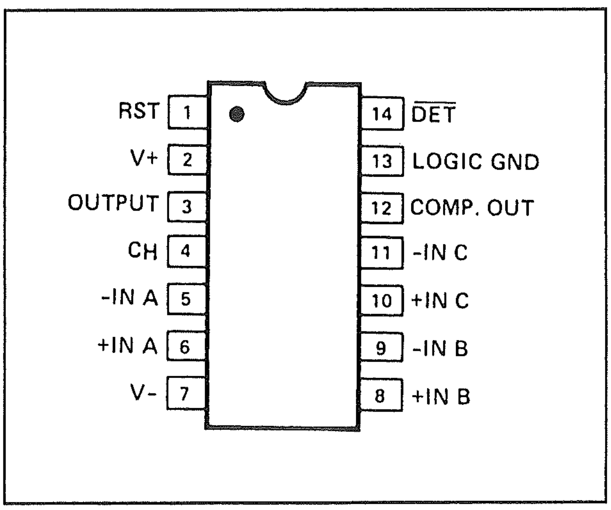
Zoals uit het intern blokschema van figuur 6/50.17-2 blijkt, bevat de schakeling:

- twee transconductantie versterkers A en B;
- twee FET omschakelaars aan de uitgangen van de op-amp's;
- een gelijkrichter D1;
- een impedantie-aanpasser en buffer C;
- een comparator CMP;
- een open emitter uitgangstransistor.

Een schat aan onderdelen, die garant staan voor een zeer veelzijdige schakeling! Opgemerkt moet worden dat de twee versterkers A en B géén op-amp's zijn maar transconductantie versterkers. De ingangskringen zijn vrijwel identiek aan deze van operationele versterkers. Het verschil zit hem in de uitgangen. Daar waar een op-amp een spanning levert, levert een transconductantie versterker een stroom, waarvan de grootte recht evenredig is met het spanningsverschil tussen beide ingangen. Deze stroomlevering is ideaal, want bij gelijk welke houdschakeling komt het er op aan een condensator zo snel mogelijk op te laden. Dat gaat uiteraard veel beter met een schakeling die een stroom levert dan met een schakeling die een spanning levert.



Figuur 6/50.17-2: Intern blokschema van de PKD01.



Figuur 6/50.17-3: Aansluitgegevens van de DIL-14 behuizing.

50.17 PKD01, piekwaarde detector met geheugen

Aansluitgegevens en functie van de pennen

De aansluitgegevens van de DIL-14 behuizing zijn samengevat in figuur 6/50.17-3.
De functie van de pennen:

- pen 1: RST
  de RESET-control, een TTL-compatibele besturingsingang
- pen 2: V+
  de positieve voedingsaansluiting
- pen 3: OUTPUT
  de spanningsuitgang van de interne buffer C
- pen 4: C_H
  de pen waarop de externe geheugencondensator C_H moet worden aangesloten
- pen 5: -IN A
  de inverterende ingang van de transconductantie versterker A
- pen 6: +IN A
  de niet-inverterende ingang van de transconductantie versterker A
- pen 7: V-
  de negatieve voedingsaansluiting
- pen 8: +IN B
  de niet-inverterende ingang van de transconductantie versterker B
- pen 9: -IN B
  de inverterende ingang van de transconductantie versterker B
- pen 10: +IN C
  de niet-inverterende ingang van de comparator CMP
- pen 11: -IN C
  de inverterende ingang van de comparator CMP
- pen 12: COMP OUT
  de spanningsuitgang van de comparator CMP
- pen 13: LOGIC GND
  de digitale massa, de retourleiding naar de voeding voor de twee TTL-compatibele besturingssignalen
- pen 14: $\overline{\text{DET}}$
  de $\overline{\text{PEAK DETECT CONTROL}}$, de tweede TTL-compatibele besturingsingang die de functie van de schakeling vast legt

Technische gegevens

De voornaamste technische gegevens van dit IC zijn, kort samengevat:

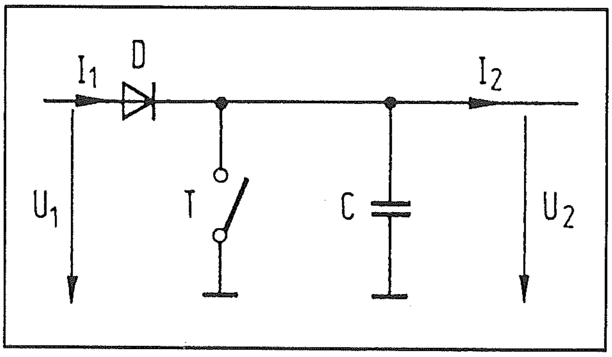
- voedingsspanning:
  +/-15 V aanbevolen
  +/-18 V maximaal
- spanningen aan ingangen versterkers A en B:
  +/-11 V maximum
- stijgtijd versterkers A en B:
  0,5 V/µs max.
- bandbreedte versterkers A en B:
  400 kHz
- spanningsversterking versterkers A en B:
  25.000 typisch
- ingangsspanningen comparator:
  +/-12,5 V maximaal
- spanningsversterking comparator:
  7.500 typisch
- uitgangsspanning buffer C:
  +/-12, V maximaal
- kortsluitstroom buffer C:
  +/-40 mA typisch
- stijgtijd buffer C:
  2,5 V/µs typisch

Het werkingsprincipe

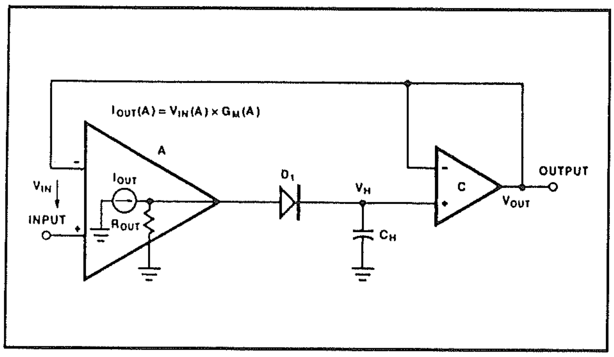
De PKD01 werkt volgens het fundamentele principe dat in figuur 6/50-17-4 wordt toegelicht. De ingangsspanning U1 wordt via de diode D aangeboden aan de condensator C.
Onder de voorwaarde dat deze condensator niet belast wordt met een stroom I2, zal over de condensator op ieder moment de piekwaarde U2 van de ingangsspanning verschijnen. De condensator kan

50.17 PKD01, piekwaarde detector met geheugen

ontladen worden door het sluiten van de elektronische schakelaar T.



Figuur 6/50.17-4: Het fundamentele werkingsprincipe.



Figuur 6/50.17-5: Het schema van figuur 6/50.17-4 verbeterd door gebruik te maken van de ingewanden van de PKD01.

Natuurlijk heeft deze eenvoudige schakelingen nogal wat bezwaren. De niet-ideale karakteristieken van de diode kunnen gecompenseerd worden door over het geheel een terugkoppeling op te nemen. De stroom die uit de condensator vloeit kan geminimaliseerd worden door de condensator af te sluiten met de buffer. Het opladen van de condensator tot de piekspanning kan zo snel mogelijk gebeuren door tussen de ingang en de condensator een transconductantie versterker op te nemen. De constante stroom die deze versterker levert, zal de condensator heel snel tot de top-waarde van het ingangssignaal opladen. Al deze voorgestelde verbeteringen zijn zonder meer door te voeren met de PKD01. Het principeschema van figuur 6/50.17-4 wordt dan omgezet in dat van figuur 6/50.17-5.

De werking van de schakeling zal nu duidelijk zijn. Stel dat de condensator volledig ontladen is en op de ingang een spanning van 1 V word gezet. De buffer koppelt de 0 V spanning van de condensator door naar de inverterende ingang van de transconductantie versterker. De niet-inverterende ingang staat uiteraard op de ingangsspanning van 1 V. Er staat dus een groot spanningsverschil tussen beide ingangen, de uitgangsstroom die de schakeling levert is maximaal. Deze stroom laadt via de geleidende diode de condensator C_H op. De spanning over de condensator stijgt, deze spanning wordt via de buffer weer doorgekoppeld naar de inverterende ingang van de versterker. Het spanningsverschil tussen beide ingangen daalt, de uitgangsstroom neemt af, de condensator laadt minder snel op. Uiteindelijk wordt de spanning over de condensator gelijk aan de spanning op de ingang. Het spanningsverschil tussen beide ingangen van de transconductantie versterker wordt nul, de uitgangsstroom wordt nul, de condensator laadt niet verder op. Door de terugkoppeling wordt de eigen lek van de condensator natuurlijk gecompenseerd. Daalt de spanning over de condensator, dat ontstaat er weer een spanningsverschil tussen de ingangen van de versterker. De daaruit volgende stroom laadt de condensator bij.

De digitale besturing

Zoals beschreven wordt de PKD01 bestuurd door twee TTL-compatibele digitale signalen, namelijk RESET en $\overline{\text{DET}}$. Met

50.17 PKD01, piekwaarde detector met geheugen

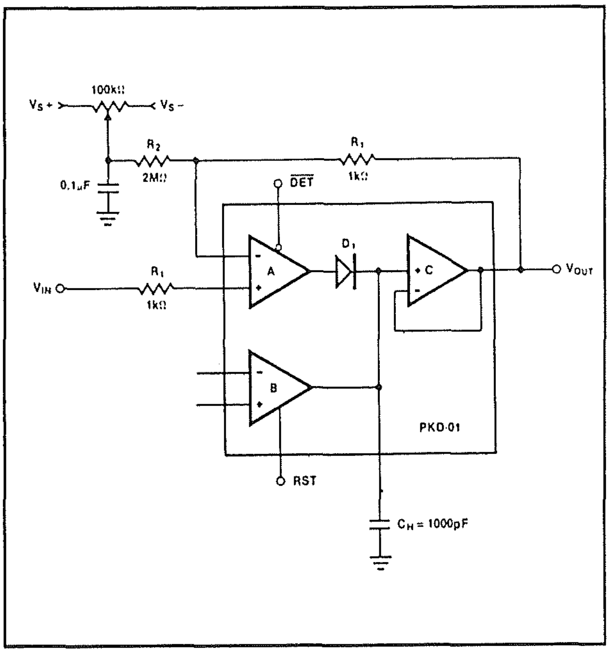
deze signalen kan men de drie fasen van de werking als volgt instellen:
- detecteren en volgen van een piekspanning:
  RST = "L", $\overline{\text{DET}}$ = "L"
- vast houden van de piekspanning:
  RST= "L", $\overline{\text{DET}}$ = "H"
- resetten van de schakeling:
  RST= "H", $\overline{\text{DET}}$ "H"

De vierde logische combinatie "H-L" mag niet aangeboden worden!

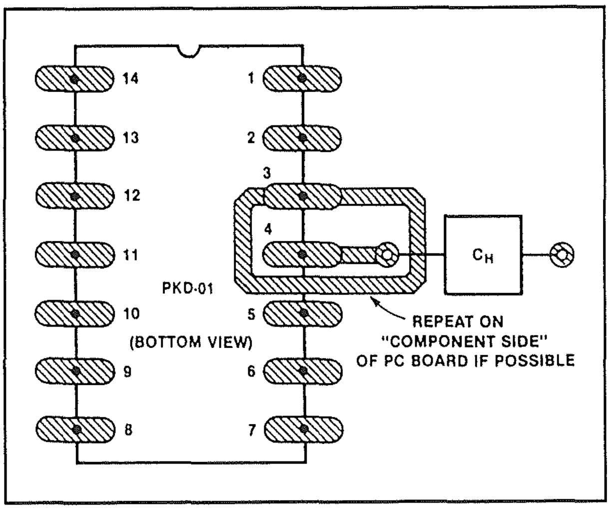
Opmerkingen over het werken met de schakeling

De versterkers in de PKD01 hebben uiteraard last van offset-verschijnselen. Om het maximum uit de schakeling te halen moeten deze extern gecompenseerd worden. In figuur 6/50.17-6 is geschetst hoe dat moet door het aanbrengen van een potentiometer van 100 kΩ tussen de positieve en de negatieve voeding en de loper via een zeer hoge weerstand R2 met een van de ingangen van de betreffende versterker te verbinden.

Een tweede opmerking betreft de externe condensator C_H. Hoe kleiner de waarde van dit onderdeel, hoe sneller de condensator opgeladen raakt tot de topspanning van het ingangssignaal. Vandaar wordt door de fabrikant een waarde van 1 nF geadviseerd. Nu is dat bijzonder weinig en allerlei lekstromen willen de condensator ontladen en beïnvloeden daardoor de werking van de schakeling nadelig. Vandaar dat het absoluut noodzakelijk is de condensator via een zogenoemde "guarding"-ring op het IC aan te sluiten. Wat hiermee bedoeld wordt volgt uit figuur 6/50.17-7. Pen 4, de ingang waarop de condensator wordt aangesloten, wordt op de print omgeven door een gesloten koperen baan die verbonden is met pen 3, de uitgang van de schakeling.



Figuur 6/50.17-6: Het compenseren van de offset-spanning.



Figuur 6/50.17-7: Het "guarden" van het soldeereilandje van de condensator C_H.

Het soldeereilandje, waarop de "hete" aansluiting van de condensator wordt gesoldeerd, valt in deze ring. De spanning op pen 3 is gelijk aan deze op pen 4. Alleen is de uitgangsimpedantie van de buffer veel kleiner. Kruipstromen die vanuit de

50.17 PKD01, piekwaarde detector met geheugen

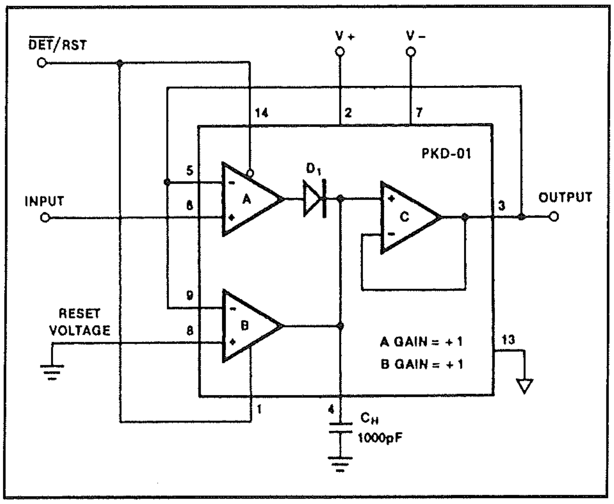
condensator-aansluiting over het (vervuilde) oppervlak van de print zouden willen kruipen en de condensator zouden ontladen hebben nu geen kans. Er bestaat immers géén spanningsverschil tussen het soldeereilandje van de condensator en de in de buurt liggende geleider. Deze staat immers op de spanning waarop ook het soldeereilandje van de condensator staat. En waar géén spanningsverschil is, daar kan ook géén stroom vloeien!

De praktijk

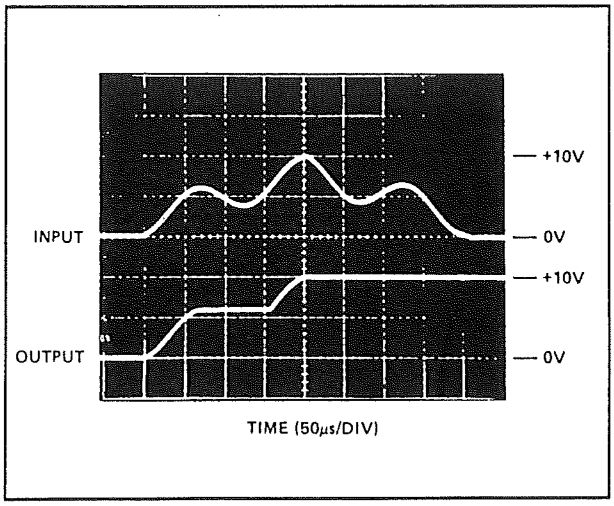
Piekwaarde detector voor positieve spanningen

In figuur 6/50.17-8 wordt de eenvoudigste toepassing van de PKD01 getekend: het opslaan van een positieve piekspanning zonder signaalversterking. Het enige externe onderdeel is de geheugencondensator C_H, waarvoor men uiteraard een type met minimale eigen lek moet toepassen, bij voorkeur een type met een diëlectricum uit polycarbonaat. De ideale waarde van de condensator bedraagt 1 nF, hogere waarden zorgen voor minder verlies, maar voor een grotere insteltijd. Met het $\overline{DET}$/RST-signaal kan men de schakeling besturen. Een "H" TTL-compatibel signaal op deze ingang reset de schakeling, waarbij de condensator ontladen wordt. Zet men deze ingang op "L", dan zal de condensator opgeladen worden tot de momentele piekwaarde van de ingang en deze waarde vasthouden tot er eventueel een grotere piek op de ingang verschijnt. Het verloop van de spanningen op in- en uitgangen volgt uit het oscillogram van figuur 6/50.17-9.

De niet-inverterende ingang van versterker B ligt aan de massa. De spanning op deze ingang bepaalt de spanning op de uitgang na een reset-conditie van de schakeling. Zet men bijvoorbeeld deze ingang op een spanning van -1 V, dan zal de uitgang van de schakeling naar -1 V gaan na het ontvangen van de reset-conditie.



Figuur 6/50.17-8: Een positieve piekwaarde detector zonder versterking.



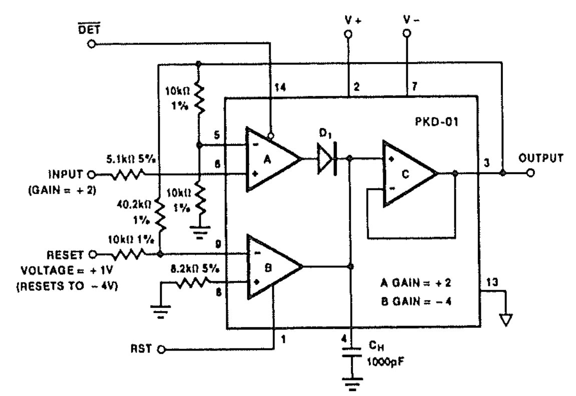
Figuur 6/50.17-9: In- en uitgangsspanning van het schema van figuur 6/50.17-8.

50.17 PKD01, piekwaarde detector met geheugen

Idem, maar mét signaalversterking

Met de schakeling van figuur 6/50.17-10 kan men een versterking invoeren. De versterkingsfactor wordt ingesteld door de verhouding tussen de weerstanden die naar de inverterende ingang van versterker A gaan, net zoals bij een operationele versterker.

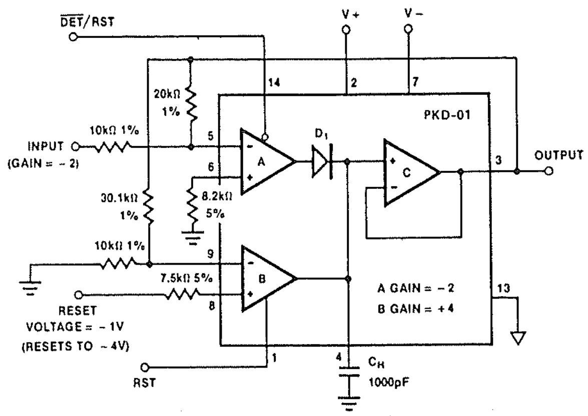
Ook rond versterker B is een weerstandsdeler opgenomen. Het gevolg is dat ook de RESET-spanning versterkt wordt. In het getekende voorbeeld ligt de RESET-spanning via een weerstand aan de inverterende ingang van versterker B. Legt men op deze ingang een spanning van 1 V, dat zal de versterker deze spanning versterkt inverteren, zodat de RESET-spanning op de uitgang gelijk wordt aan -4 V.



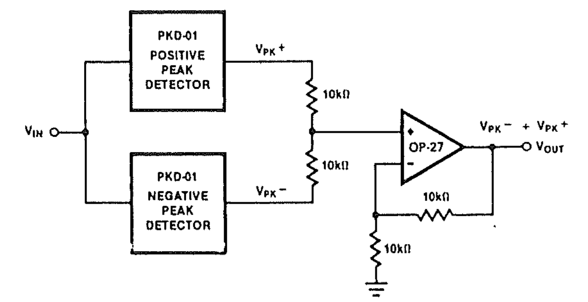
Figuur 6/50.17-10: Positieve piekwaarde detector met versterking.

Negatieve piekwaarde detector

Met de schakeling van figuur 6/50.17-11 kunnen negatieve piekspanningen worden opgeslagen. Ook nu wordt een versterkingsfactor geïntroduceerd, zowel in het pad van de piekspanning als in het pad van de RESET-spanning.



Figuur 6/50.17-11: Piekwaarde detector mét versterking voor negatieve spanningen.



Figuur 6/50-17-12: Blokschematische voorstelling van een schakeling die het spanningsverschil tussen positieve en negatieve piekspanningen meet.

Detector voor het verschil tussen een positieve en een negatieve piekwaarde

Figuur 6/50.17-12 geeft de blokschematische opzet van een schakeling, waarmee men zowel de positieve als de negatieve piekwaarde van een analoge ingangsspanning kan opslaan.

De schakeling bestaat uit de basisschakelingen van figuur 6/50-17-10 en -11, aangevuld met een sommerende operationele versterker. De uitgangsspanning van de

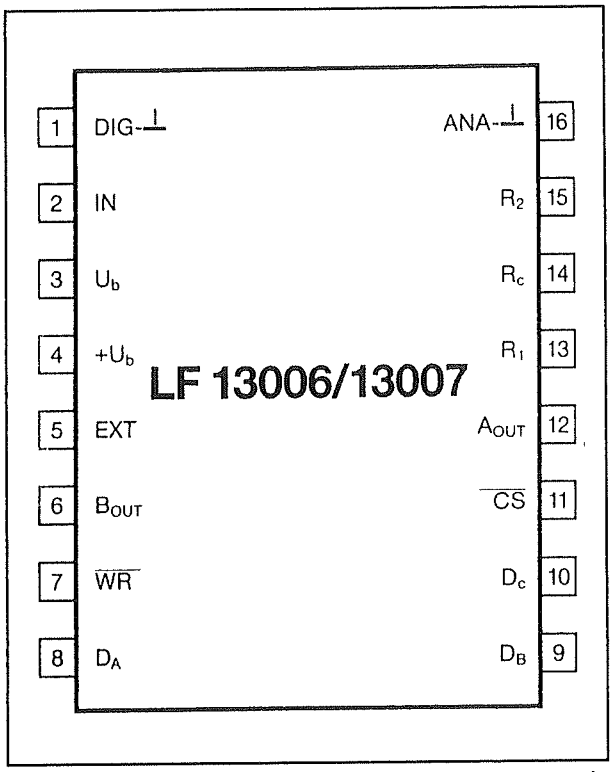
externe op-amp is proportioneel met het absolute spanningsverschil tussen de grootste positieve piekwaarde en de grootste negatieve piekwaarde.

6/50.18

LF13006/13007, digitaal programmeerbare versterkers

Inleiding

Nu infrarode digitale afstandsbediening een standaard faciliteit is van uit de fabriek komende audio-apparatuur moet de vraag beantwoord worden of het voor de doe-het-zelver, die zélf audioschakelingen in elkaar sleutelt, op een eenvoudige manier mogelijk is dergelijke faciliteiten in zijn of haar schakelingen in te bouwen.
Een van de fundamentele schakelingen die hiervoor nodig is, is een digitaal te programmeren versterker. Met een dergelijke schakeling kan men immers alle kanten op. Men kan er het volume mee regelen, de balans mee instellen, maar ook toonregelingen samenstellen. Regelbare versterkers kunnen immers ook gebruikt worden voor het regelen van de waarde van een RC-tijdconstante. Deze RC-tijdconstanten vormen de basis van toonregelingen en filters.

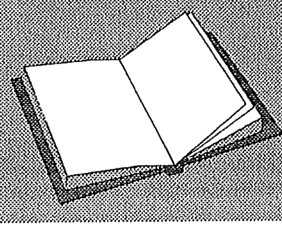


Figuur 6/50.18-1: De aansluitgegevens van de LF13006 en de LF13007.

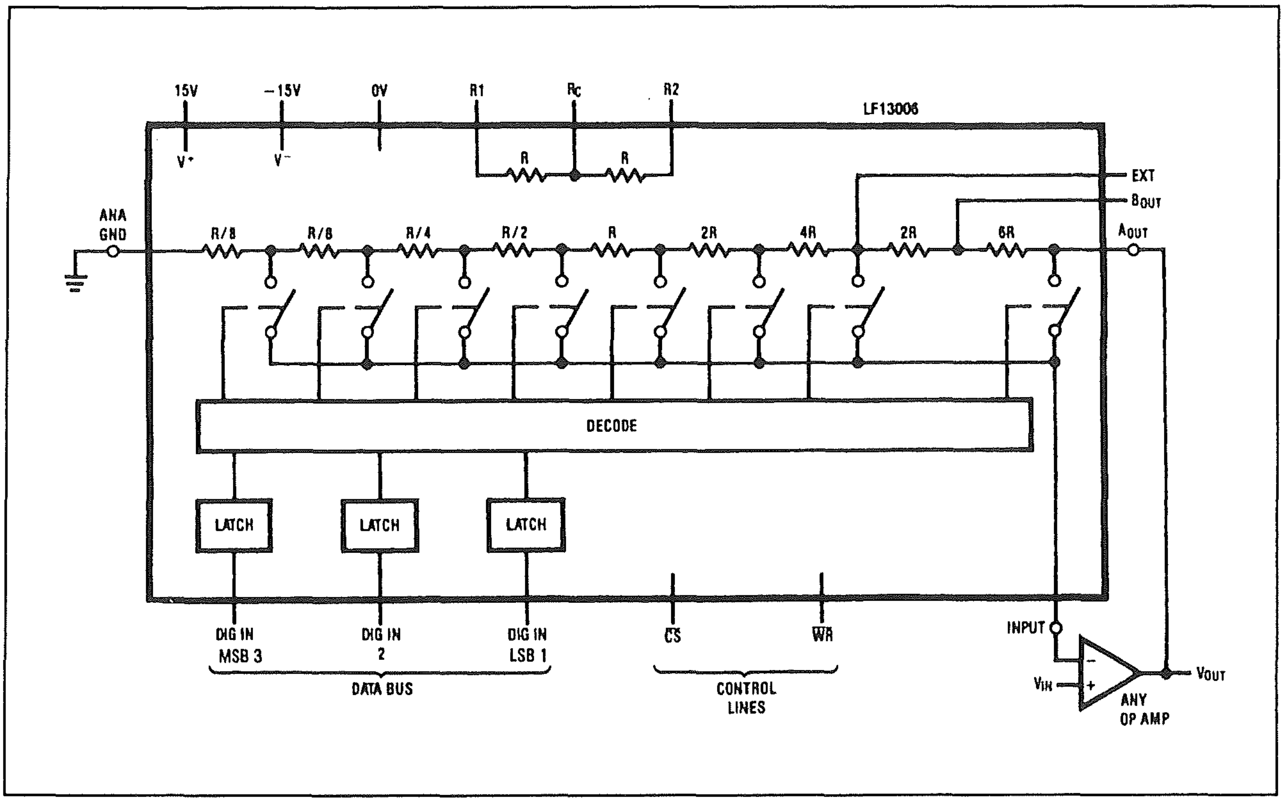
LF13006 en LF13007

Door NatSemi worden twee eenvoudige schakelingen op de markt gebracht, waarmee men een versterking in acht stappen digitaal kan instellen. Er zijn weliswaar veel meer IC's met deze functie op de markt gebracht, onder andere in de I²C-serie, maar de meeste hebben het nadeel dat de digitale woorden, waarmee men het IC instelt, onder ***seriële vorm*** moeten worden aangeboden.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/12.2
Hoofdstuk 3/12.7
Hoofdstuk 6/50.5



50.18 LF13006/13007, digitaal programmeerbare versterkers



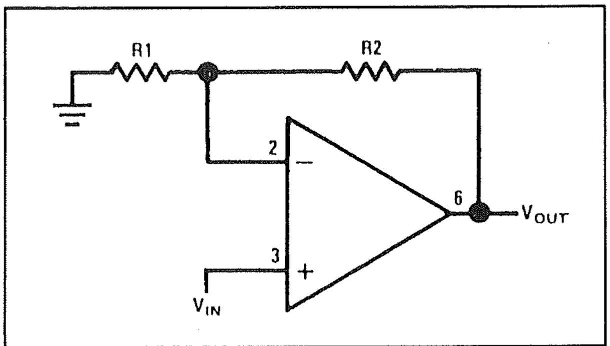
Figuur 6/50.18-2: Het intern blokschema van de NatSemi-schakelingen.

Dat maakt de zaak erg complex! De twee LF-schakelingen, echter, hebben drie data-ingangen D_A, D_B en D_C, waarmee men de besturingscode ***onder parallelle vorm*** aan het IC kan aanbieden. Die parallelle code kan uiteraard geleverd worden door een 3 bit op- en neertellertje, gestuurd uit een clock met een frequentie van 2 Hz. Via de afstandsbediening kan men de op- en neerfunctie van de teller sturen, waardoor de teller alle codes van "L-L-L" tot en met "H-H-H" in de opwaartse of neerwaartse richting gaat doorlopen. Als men de drie Q-uitgangen van de teller aansluit op de drie D-ingangen van de programmeerbare versterkers heeft men het systeem voor elkaar!
Een ander voordeel van de NatSemi-schakelingen is dat zij samen kunnen werken met gelijk welke operationele versterker. Men kan dus standaard op-amp's toepassen, maar net zo goed de moderne maar duurdere lage-ruis versterkers.

Blokschema en aansluitgegevens
De twee NatSemi-schakelingen worden aangeboden in een DIL-16 behuizing, waarvan de aansluitgegevens in figuur 6/50.18-1 worden voorgesteld.
Het intern blokschema van de op één detail na identieke schakelingen is getekend in figuur 6/50.18-2. In feite bestaan de IC's uit een eenvoudige 3 bit DAC, waarvan de elektronische schakelaars een weerstandsdeler beïnvloeden. Die deler is samengesteld uit negen in de IC's geïntegreerde weerstanden. Het enige verschil tussen de LF13006 en LF13007 zit in de waarde van die weerstanden. Op dit punt wordt later teruggekomen.

50.18 LF13006/13007, digitaal programmeerbare versterkers

De twee uiteinden van de weerstandsdeler zijn uitgevoerd op de pennen ANA GN en A_{OUT}, de "loper" is verbonden met de pen INPUT. De weerstandsdeler moet worden opgenomen in de terugkoppeling van de externe operationele versterker, in het schema voorgesteld door "ANY OP AMP". In feite bouwt men dus gewoon een eenvoudige niet-inverterende versterker met terugkoppeling op, zoals voorgesteld in figuur 6/50.18-3.



Figuur 6/50.18-3: Het basisprincipe van de werking van de IC's in combinatie met een op-amp.

Naast deze elektronisch te regelen weerstandsdeler bevat het IC nog een vaste weerstandsdeler tussen de pennen R1, R_C en R2 en twee digitale besturingssignalen $\overline{CS}$ en $\overline{WR}$, noodzakelijk voor het inlezen van het besturingswoord in de drie latches.

Technische gegevens

De voornaamste specificaties van deze twee schakelingen:

- voedingsspanningen:
  +/-5 V min.
  +/-18 V max.
- voedingsstromen:
  +5 mA, -5 mA typisch
- weerstandswaarde R:
  12 kΩ min., 18 kΩ max.
- onderlinge tolerantie weerstanden:
  0,3 % typisch
- analoge spanningen:
  voedingsspanningen +/-2 V
- fout op de versterking:
  0,5 % max.
- temperatuurscoëfficiënt versterking:
  0,001 %/°C
- digitale ingangen:
  TTL- en CMOS-compatibel

De versterkingsregeling

De twee typen verschillen onderling alleen in de verhouding tussen de weerstanden van het serienetwerkje. In figuur 6/50.18-2 is de weerstandsverhouding voor de LF13006 getekend. Bij de LF13007 gaat de weerstandsverhouding niet van R/8 tot en met 6*R, maar van R/10 tot en met 2*R. Een en ander heeft tot gevolg dat het verband tussen de digitale code op de D-ingangen en versterkingsfactor als volgt is:

LF13006:

- code "LLL":
  versterking: 1
- code "LLH":
  versterking: 2
- code "LHL":
  versterking: 4
- code "LHH":
  versterking: 8
- code "HLL":
  versterking: 16
- code "HLH":
  versterking: 32
- code "HHL":
  versterking: 64
- code "HHH":
  versterking: 128

LF13007:

- code "LLL":
  versterking: 1
- code "LLH":

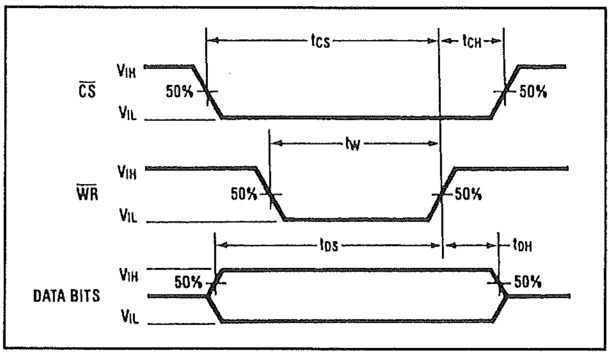
50.18 LF13006/13007, digitaal programmeerbare versterkers

versterking: 1,25
- code "LHL":
  versterking: 2
- code "LHH":
  versterking: 5
- code "HLL":
  versterking: 10
- code "HLH":
  versterking: 20
- code "HHL":
  versterking: 50
- code "HHH":
  versterking: 100

De LF13007 voldoet beter aan de normale luidsterkte-instelling van een potentiometer.

Werking

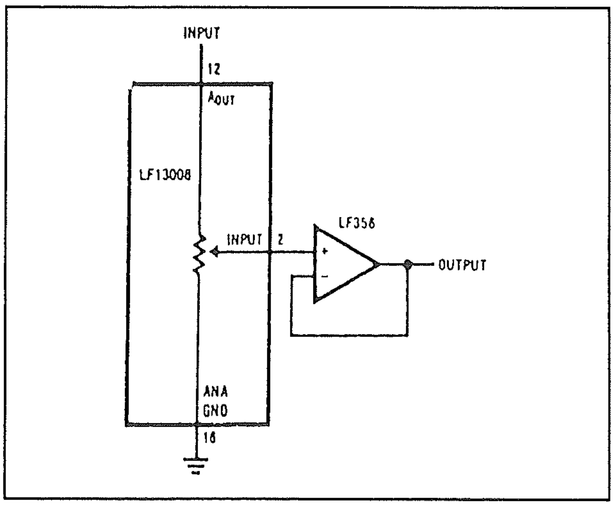
De werking van deze schakelingen is uiterst eenvoudig en wordt toegelicht aan de hand van het timing-diagram van figuur 6/50.18-4. Er bestaan twee modi:
- Flow-through operation:
  In deze mode worden $\overline{CS}$ en $\overline{WR}$ aan de massa gelegd. De ingebouwde latches zijn dan transparant, zodat de op de D-ingangen aangeboden data onmiddellijk van kracht wordt en de versterkingsfactor zich onmiddellijk aanpast aan de digitale code.
- Latched operation:
  In deze mode worden $\overline{CS}$ en $\overline{WR}$ in rust "H" gemaakt. Het besturingswoord wordt op de D-ingangen aangelegd. Door eerst $\overline{CS}$ en even later $\overline{WR}$ naar "L" te trekken, worden de bits van het besturingswoord in de latches opgenomen.
  Op dat moment past de versterking zich aan de digitale code aan. Na het weer hoog worden van $\overline{WR}$ en $\overline{CS}$ kan men het besturingswoord verwijderen, de gegevens zijn immers opgeslagen in de latches.



Figuur 6/50.18-4: Het timing-diagram van de schakelingen.

Toepassing 1: digitale verzwakker

In figuur 6/50.18-5 is het schema gegeven van een digitaal instelbare verzwakker met een bereik van 0 dB tot en met -42 dB. De LF13006 wordt hier gebruikt als ordinaire potentiometer, waarvan de "loper" is aangesloten op een als buffer geschakelde operationele versterker. Door de specifieke in het IC geïntegreerde weerstandswaarden heeft deze schakeling een stapbereik van 6 dB.

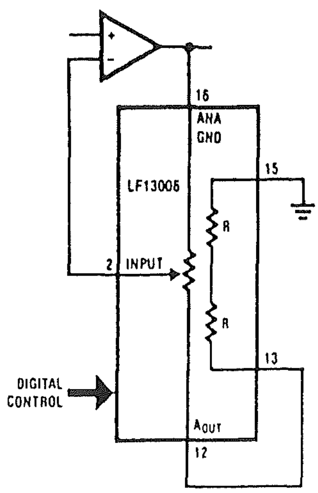


Figuur 6/50.18-5: Een eenvoudige digitale verzwakker.

50.18 LF13006/13007, digitaal programmeerbare versterkers

Toepassing 2:
inverterende versterker

Bij het schema van figuur 6/50.18-6 wordt de LF1300x opgenomen in de terugkoppeling van een operationele versterker. Het ingangssignaal wordt rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van deze schakeling. De elektronische potentiometer is geschakeld tussen de uitgang van de op-amp, de inverterende ingang en de massa. Deze schakeling heeft als voordeel dat het ingangssignaal een constante belasting ziet, namelijk de zeer hoge ingangsimpedantie van de niet-inverterende ingang van de op-amp.



Figuur 6/50.18-6: Een inverterende versterker.

Toepassing 3:
digitaal programmeerbare verschilversterker

Bij verbindingen tussen een microfoon en een mengpaneel wordt vaak gebruik gemaakt van een symmetrische leiding. De ingangsversterker moet dan het verschil berekenen tussen de spanningen op de eerste en tweede "hete" ader van de lijn. Ook hier kan men de besproken schakelingen inzetten en wel volgens het schema van figuur 6/50.18-7.

Er moeten nu twee digitale verzwakkers worden ingezet, een naar de inverterende ingang en een naar de niet-inverterende ingang van de op-amp. Wil deze schakeling goed werken, dan is het wél noodzakelijk dat men twee volledig identieke LF-schakelingen selecteert. Dat wil zeggen dat de twee initiële weerstandswaarden van "R" in de schakelingen identiek moeten zijn. Beide schakelingen moeten uiteraard met dezelfde digitale code gestuurd worden.

Toepassing 4:
programmeerbare tijdconstante

Tijdconstanten, het product van een bepaalde weerstand en een bepaalde condensator, zijn de basis van filters en toonregelingen. Met één LF1300x en een dubbele op-amp kan men een digitaal programmeerbare tijdconstante ontwerpen, die nadien toegepast kan worden in frequentie-afhankelijke schakelingen.

Het basisschema wordt voorgesteld in figuur 6/50.18-8.

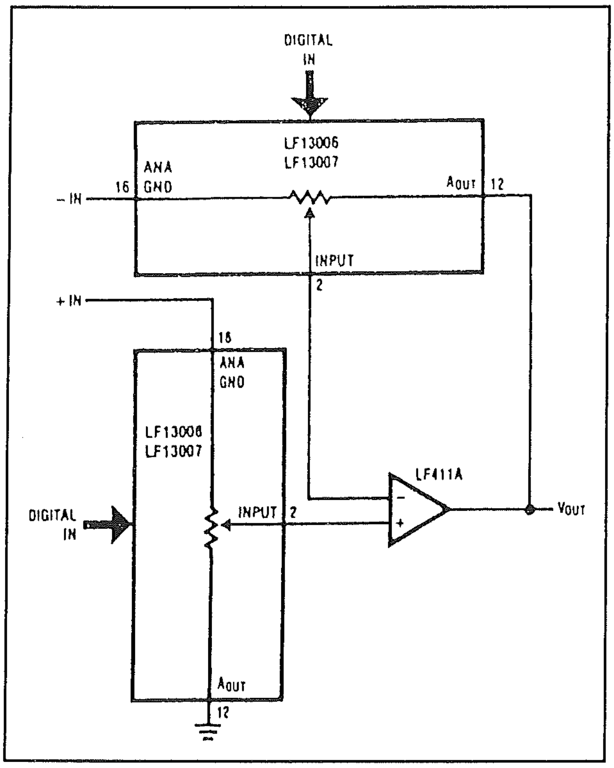
De tijdconstante τ wordt gegeven door de formule:

$\tau = (R * C_1)/N$

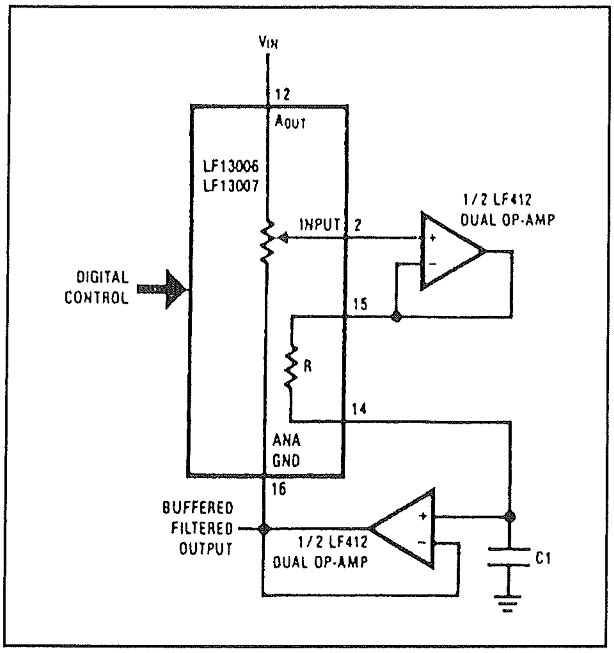
Hierin is:

- R de initiële weerstandswaarde van de in de LF-schakeling geïntegreerde weerstanden;
- C_1 de in het schema toegepaste condensatorwaarde;
- N het "digitale gewicht" van de besturingscode, met een bereik van 1 tot 1/128.

50.18 LF13006/13007, digitaal programmeerbare versterkers



Figuur 6/50.18-7: Een digitaal programmeerbare verschilversterker.



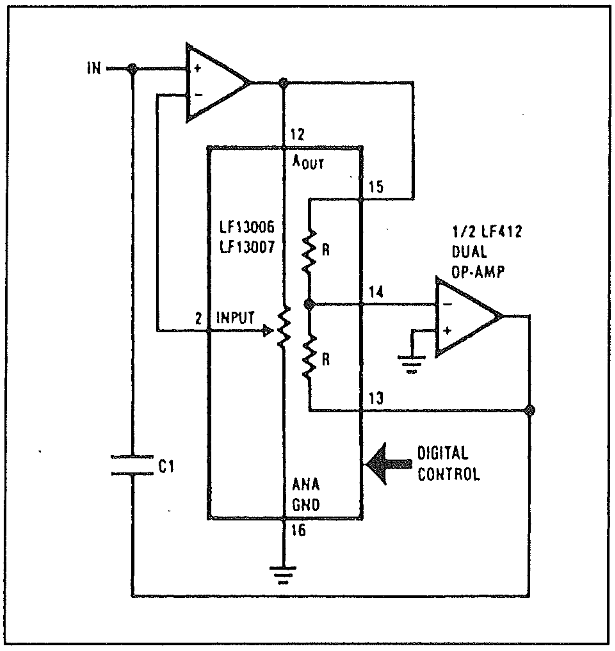
Figuur 6/50.18-8: Een digitaal instelbare tijdconstante.

Toepassing 5: digitaal instelbare condensator

In figuur 6/50.18-9 wordt tot slot het basisschema van een instelbare condensator gegeven. De schijnbare condensator "staat" tussen de massa en de IN van de schakeling en kan als een materiële condensator in een schakeling verwerkt worden. De waarde van de condensator wordt gegeven door de formule:

$C_{effectief} = C_1 * N$

Hierin is N weer het "digitale gewicht" van de besturingscode van de LF-schakeling.



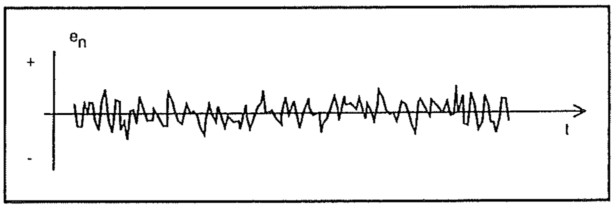
Figuur 6/50.18-9: Een digitaal programmeerbare condensator.

6/50.19

MM5837/5437, digitale ruisgeneratoren

Inleiding

Ruis, waarvan het voorkomen is geschetst in figuur 6/50.19-1, is een heel nuttig verschijnsel waarvan de toepassingen te vinden zijn in de acoustiek, de audioreproductie, de muziekelektronica en de hoogfrequent techniek. Met ruis kan men bijvoorbeeld snel de frequentiekarakteristiek van een filter of een zaal opmeten. Als men een ruissignaal gedurende een zeer lange tijd met een frequentieanalysator bestudeert, dan kan men er zeker van zijn dat er een rechte lijn op het scherm verschijnt.



Figuur 6/50.19-1: Het typisch uiterlijk van ruis.

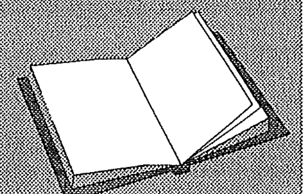
Men zegt dat ruis een ***"constante spectrale vermogensdistributie"*** heeft of, wat begrijpelijker uitgedrukt, dat alle frequenties in even sterke mate in het signaal aanwezig zijn. Een dergelijk ruissignaal noemt men ***witte ruis.*** Grafisch kan men de bandbreedte van witte ruis voorstellen door een horizontale lijn in een amplitude/frequentie-diagram. Een dergelijk signaal is uiteraard een ideaal hulpmiddel voor het bestuderen van de acoustische eigenschappen van allerlei systemen.

Er zit echter een addertje onder het gras verscholen! Bij het meten met ruis moet men het ontvangen ruissignaal ontleden in zijn frequentiesamenstelling. Men gebruikt een groot aantal smalbandige banddoorlaat filters om het ruissignaal te ontleden in kleine frequentiebandjes. Het is echter zeer moeilijk banddoorlaat filters te ontwerpen met verschillende centrale frequenties, maar met allemaal dezelfde bandbreedte. De bandbreedte neemt volgens een wiskundige wet toe met de centrale frequentie van het filter. Om dit probleem op te lossen moet men het witte ruissignaal door een laagdoorlaat filter sturen met een verzwakking van 3 dB per octaaf. Witte ruis, gefilterd door een -3 dB per octaaf filter, noemt men ***rose ruis.***

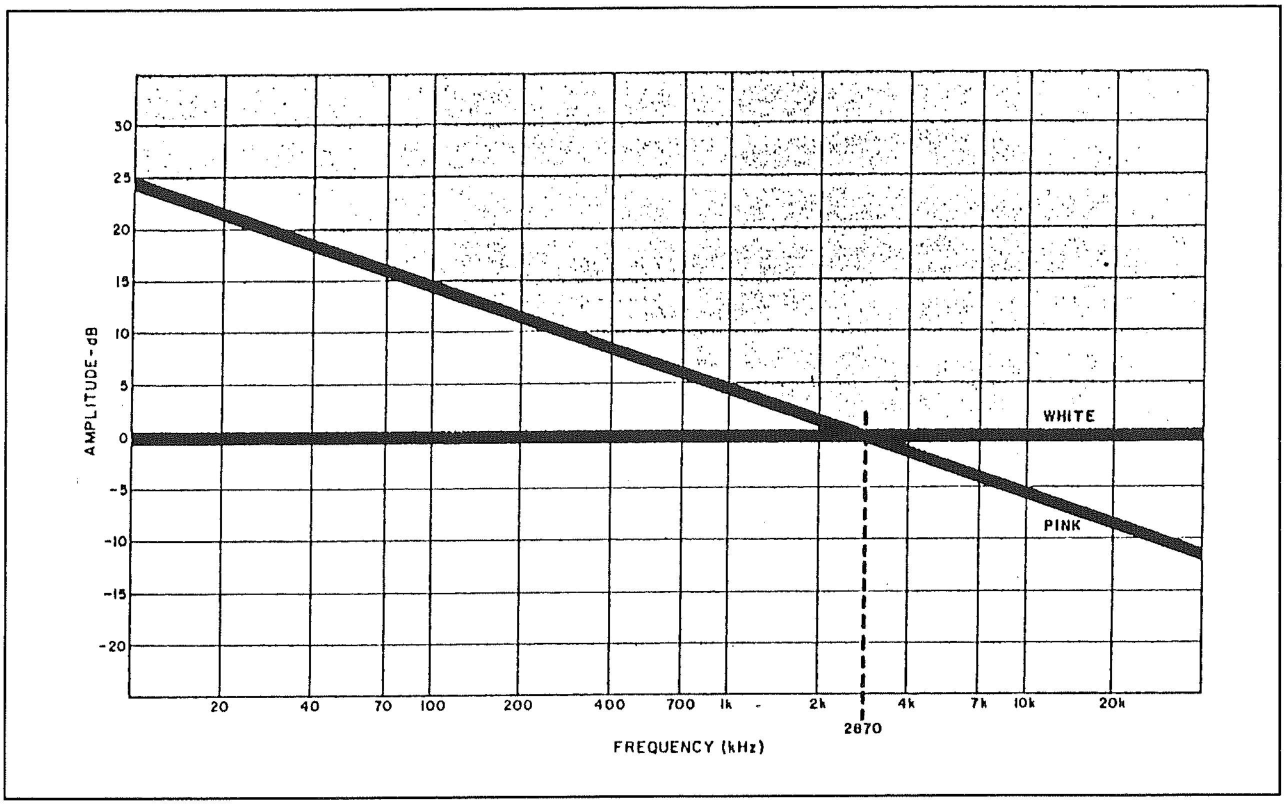
De amplitude/frequentie-karakteristieken van beide soorten ruis zijn getekend in figuur 6/50.19-2: witte ruis met de horizontale lijn, rose ruis met de schuine lijn.

LEES OOK:

Hoofdstuk 3/8.2.9



50.19 MM5837/5437, digitale ruisgeneratoren

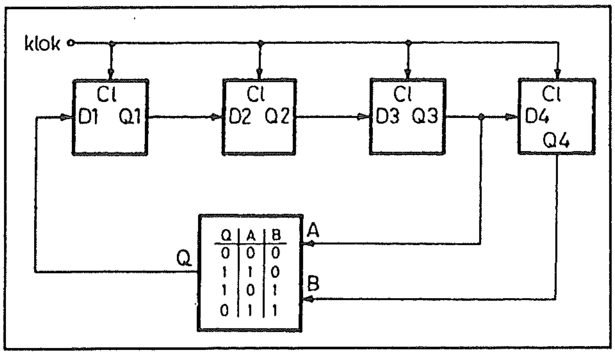


Figuur 6/50.19-2: Amplitude/frequentie-karakteristieken van witte en rose ruis.

Digitale ruisopwekking

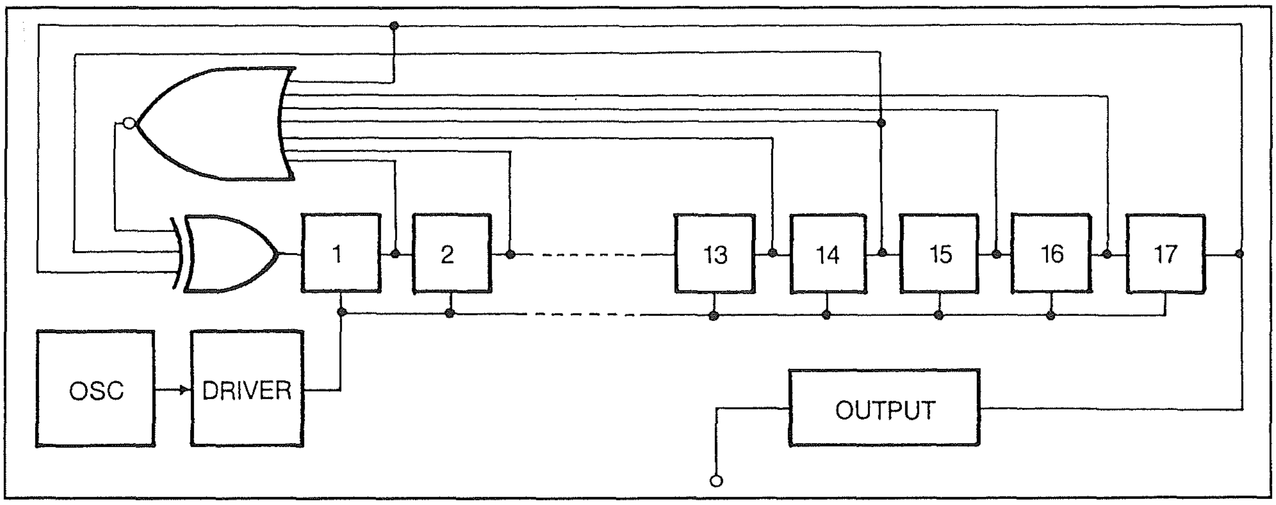
Men kan op een digitale manier mooie volledig reproduceerbare witte ruis opwekken. De basis van deze digitale techniek is een speciale toepassing van een schuifregister die PRBS-generator wordt genoemd, de afkorting van "pseudo randon bit sequence"-generator. Door bepaalde uitgangen van de flip-flop's uit het register op een bepaalde manier terug te koppelen naar de ingang van het register, zal een schijnbaar niet te voorspellen opeenvolging van lage en hoge bits door het register worden geschoven. Die sequentie is veel langer dan het aantal trappen van het schuifregister. Voor een 4-traps register bedraagt de cyclus 15 perioden, bij een 11-traps register is de cyclusduur 2.047, voor een 31-traps register bedraagt de cycluslengte niet minder dan 2.147.483.647 perioden!

In figuur 6/50.19-3 is de eenvoudigst mogelijke uitvoering van een PRBS-generator getekend, bestaande uit een schuifregister met vier trappen en een EXOR-terugkoppeling.



Figuur 6/50.19-3: De eenvoudigste vorm van een PRBS-generator.

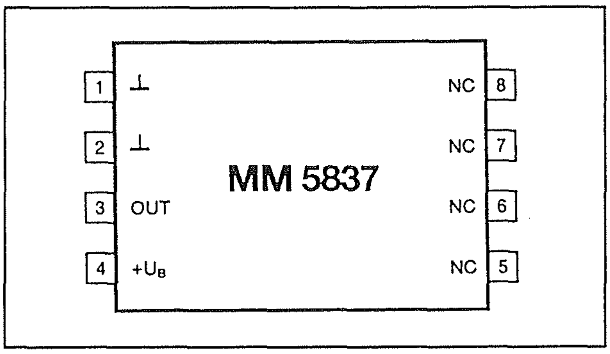
50.19 MM5837/5437, digitale ruisgeneratoren



Figuur 6/50.19-4: Het intern blokschema van de MM5837.

De MM5837 en MM5437

Een PRBS-generator is een volledige digitale schakeling die dus in principe zonder enig probleem op één chip geïntegreerd kan worden. National Semiconductor is deze uitdaging aangegaan en heeft twee PRBS-generatoren onder geïntegreerde vorm op de markt gebracht. Met deze IC's wordt het zélf bouwen van een digitale ruisgenerator natuurlijk erg eenvoudig. Het enige probleem zou de verkrijgbaarheid van de IC's kunnen zijn.



Figuur 6/50.19-5: De aansluitgegevens van de DIL-8 behuizing van de MM5837.

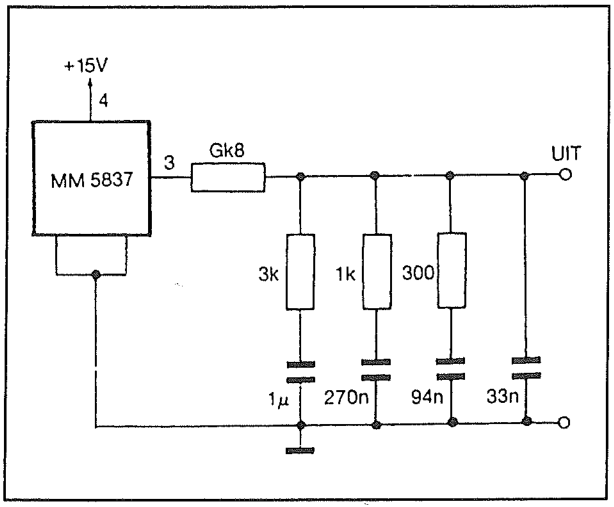
De MM5837

De MM5837 was het eerste PRBS-register dat in geïntegreerde vorm op de markt kwam. Dit in een DIL-8 behuizing ondergebracht IC bevat een schuifregister van 17 trappen. Zoals blijkt uit het intern blokschema van figuur 6/50.19-4 worden meer dan twee uitgangen teruggekoppeld naar de ingang. Bovendien bevat de chip zogenoemde "anti-000000000-logica", waardoor voorkomen wordt dat het register in een eindeloze lus terecht komt en een interne klokoscillator. De aansluitgegevens van dit IC worden voorgesteld in figuur 6/50.19-5.

De MM5837 heeft een cyclus-lengte van 131.071 klokperioden. De klokfrequentie is niet extern in te stellen, maar volledig afhankelijk van de grootte van de voedingsspanning.
Het verband tussen deze spanning en de frequentie is als volgt:
voeding: -7 V
clock-frequentie: 2.267 Hz
voeding: -8 V
clock-frequentie: 8.731 Hz
voeding: -9 V
clock-frequentie: 16,38 kHz

50.19 MM5837/5437, digitale ruisgeneratoren

voeding: -10 V
clock-frequentie: 23,53 kHz
voeding: -11 V
clock-frequentie: 32,56 kHz
voeding: -12 V
clock-frequentie: 38,34 kHz
voeding: -13 V
clock-frequentie: 40,00 kHz
voeding: -14 V
clock-frequentie: 37,80 kHz
voeding: -15 V
clock-frequentie: 33,17 kHz
In figuur 6/50.19-6 is de door de fabrikant voorgeschreven schakeling getekend om het uitgangssignaal van de MM5837 om te vormen tot rose ruis.
Op de uitgang verschijnt een ruisspanning met een gemiddelde waarde van 1 V, gesuperponeerd op een gelijkspanning van ongeveer 8 V. De bandbreedte van het ruissignaal loopt van 20 Hz tot 20 kHz en is dus ideaal voor het testen van LF–schakelingen.

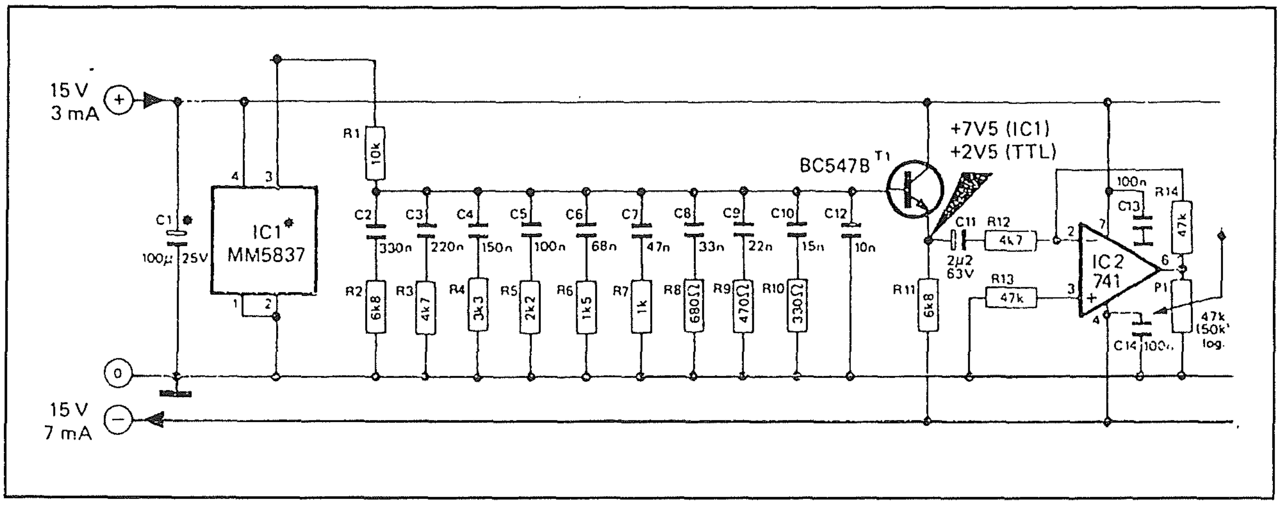


Figuur 6/50.19-6: Een eenvoudige rose ruis generator rond de MM5837.

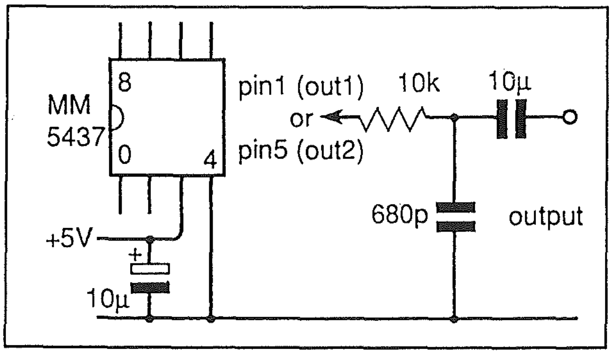
Een iets uitgebreidere schakeling wordt voorgesteld in figuur 6/50.19-7. Zoals blijkt hebben de ontwerpers, de staf van het Elektuur-lab, veel meer aandacht besteed aan de dimensionering van het -3 dB/octaaf filter. Het ruis filter bestaat hier uit negen zogenoemde stapnetwerken, die de -3 dB karakteristiek zeer goed benaderen. Het filter wordt afgesloten met de emittervolger T1, die wordt opgevolgd door een eenvoudige versterkertrap rond de operationele versterker IC2. Deze heeft een versterkingsfactor van tien, waardoor op de uitgang een rose ruis spanning beschikbaar is waarmee men alle audio-ingangen van alle mogelijke apparatuur kan sturen.

De MM5437
De MM5437 is, hoe vreemd het ook mogen klinken, de opvolger van de MM5837. Deze schakeling bevat een PRBS–generator die is samengesteld uit 23 trappen. De uitgang van dit register staat ter beschikking op pen 5. Daarnaast is nog een tweede uitgang aanwezig op pen 1, waarop een kortere cyclus ter beschikking staat. In figuur 6/50.19-8 is de basisschakeling rond de MM5437 getekend voor het genereren van een witte ruis signaal. Een eenvoudig eerste orde RC-filtertje zet het digitale uitgangssignaal om in witte ruis. Het netwerkje heeft een -3 dB afsnijfrequentie van 20 kHz, de condensator van 10 µF zorgt voor het sperren van de gelijkspanning op de uitgangen van het IC.
In figuur 6/50.19-9 is het signaal voorgesteld dat het IC levert op pen 1. Duidelijk is de willekeurige opeenvolging van “L”- en “H”-signalen te zien.
Het filtertje zorgt voor het afvlakken van de steile overgangen van het digitaal signaal, zodat het uitgangssignaal van figuur 6/50.19-10 na de condensator ter beschikking staat.

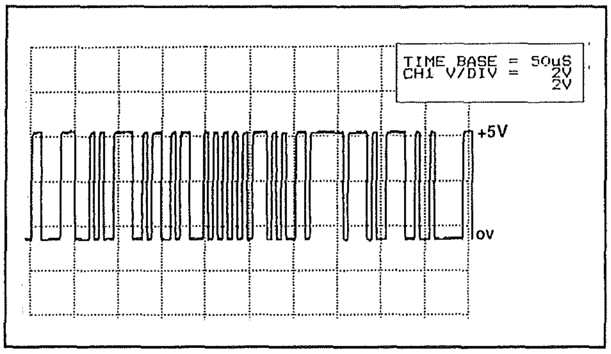
50.19 MM5837/5437, digitale ruisgeneratoren



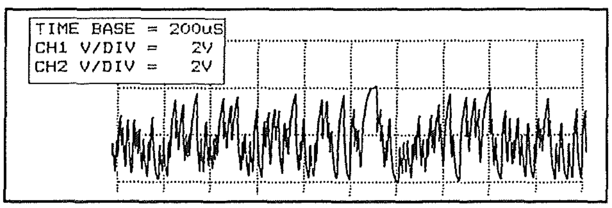
Figuur 6/50.19-7: Een door Elektuur ontworpen rose ruis generator rond de MM5837.



Figuur 6/50.19-8: Voorbeeldschakeling rond de MM5437 van National Semiconductor.



Figuur 6/50.19-9: Het digitaal uitgangssignaal van de MM5437.



Figuur 6/50.19-10: Het gefilterde uitgangssignaal van de schakeling.

50.19 MM5837/5437, digitale ruisgeneratoren

6/50.20

DS1620, "intelligente" temperatuursensor

Inleiding

De DS1620 is een gecombineerde digitale thermometer en thermostaat van Dallas Semiconductor. De chip heeft een ingebouwde temperatuursensor zodat geen extra componenten nodig zijn. De temperatuur van de sensor is beschikbaar onder de vorm van een 9 bit datawoord.

De DS1620 beschikt daarnaast over drie hoogactieve alarmuitgangen zodat tevens toepassing als thermostaat mogelijk is. De SET-temperaturen voor deze drie alarmen kunnen eenmalig digitaal in de chip geprogrammeerd worden en blijven, ook na wegvallen van de voedingsspanning, in een geheugentje opgeslagen. Men kan dus deze componenten programmeren voordat ze in een systeem worden opgenomen en zelfstandig inzetten in applicaties zonder een microcontroller.

De drie alarmuitgangen werken als volgt:

- THIGH
  Deze uitgang wordt "H" als de temperatuur van de chip hoger of gelijk is aan de door de gebruiker geprogrammeerde temperatuur TH.
- TLOW
  Deze uitgang wordt "H" als de temperatuur van de chip lager of gelijk is aan de door de gebruiker geprogrammeerde temperatuur TL.
- TCOM
  Dit signaal wordt "H" wanneer de temperatuur TH overschrijdt en blijft net zo lang "H" totdat de temperatuur weer daalt beneden die van TL. Dit levert een bepaalde hysteresis op.

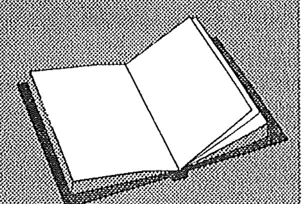
De temperatuurinstellingen en uitlezingen lopen naar en van de DS1620 via een eenvoudige driedraads interface.

Voornaamste eigenschappen

De voornaamste specificaties van de DS1620 kunnen als volgt worden samengevat:

- geen externe componenten noodzakelijk;
- temperatuurmetingen in Celsius van -55 °C tot +125 °C in stappen van 0,5 °C;
- temperatuurmetingen in Fahrenheit van -67 °F tot +257 °F in stappen van 0,9 °F;
- temperatuuruitlezing als een 9 bit woord;
- temperatuur wordt omgezet in een digitaal woord binnen 200 ms;

LEES OOK:
Hoofdstuk 6/6.18.1



50.20 DS1620, "intelligente" temperatuursensor

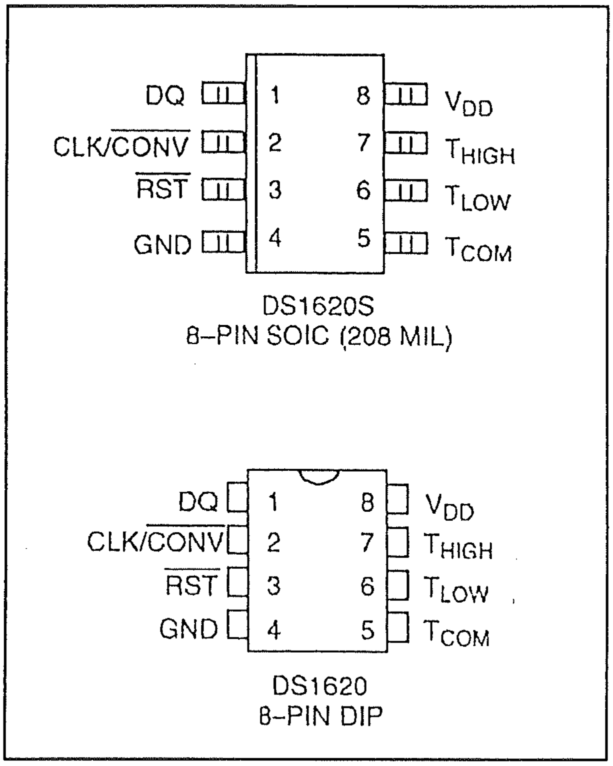
- instellingen van de thermostaat worden door de gebruiker gedefinieerd en zijn niet vluchtig;
- data worden gelezen van en geschreven naar de chip via een drie-draads seriële interface (CLK, DQ, $\overline{RST}$);
- toepassingen zijn thermostatische regelingen en industriële systemen, consumentenproducten, thermometers en andere thermisch gevoelige systemen;
- ondergebracht in een 8-pens DIL of SOIC behuizing.

Behuizing en definitie van de pennen
De aansluitgegevens zijn van de DS1620 zijn voorgesteld in figuur 6/50.20-1. De pennen hebben de onderstaande functies:

- DQ:
  driedraads in- en uitvoer
- CLK/$\overline{CONV}$:
  klokingang van de driedraads bus of conversie ingang bij zelfstandig gebruik
- $\overline{RST}$:
  driedraads reset ingang
- GND:
  massa
- T_{HIGH}:
  trigger voor te hoge temperatuur
- T_{LOW}:
  trigger voor te lage temperatuur
- T_{COM}:
  combinatie trigger hoog/laag
- V_{DD}:
  voedingsspanning +5 V

Werking van de DS1620
De DS1620 meet de temperatuur met behulp van een ingebouwde, gepatenteerde meettechniek en leest deze uit onder de vorm van een 9 bit tweede complement waarde.

In onderstaande voorbeelden wordt het verband gelegd tussen de chiptemperatuur in °C en de digitale uitvoer:

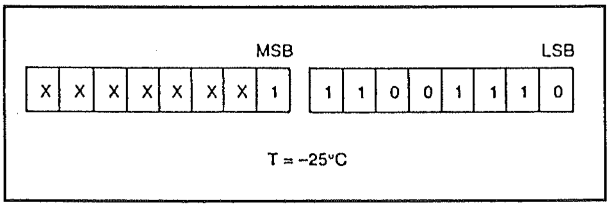


Figuur 6/50.20-1: De aansluitgegevens van de twee behuizingen van de DS1620.

- temperatuur +125 °C:
  digitale uitvoer: 0-1-1-1-1-1-0-1-0
  ($00FA_{HEX}$)
- temperatuur +25 °C:
  digitale uitvoer: 0-0-0-1-1-0-0-1-0
  (0032_{HEX})
- temperatuur +0,5 °C:
  digitale uitvoer: 0-0-0-0-0-0-0-0-1
  (0001_{HEX})
- temperatuur 0 °C:
  digitale uitvoer: 0-0-0-0-0-0-0-0-0
  (0000_{HEX})
- temperatuur -0,5 °C:
  digitale uitvoer: 1-1-1-1-1-1-1-1-1
  ($01FF_{HEX}$)

- temperatuur -25 °C:
  digitale uitvoer: 1-1-1-0-0-1-1-1-0
  ($01CE_{HEX}$)
- temperatuur -55 °C:
  digitale uitvoer: 1-1-0-0-1-0-0-1-0
  (0192_{HEX})

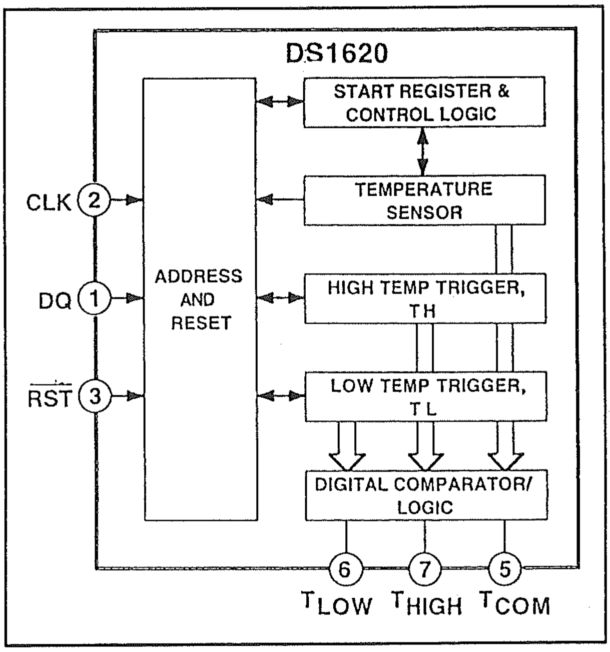
De gegevens worden serieel verzonden via de driedraads seriële interface waarbij eerst het minst significante bit (LSB) wordt vrijgegeven. De DS1620 kan de temperatuur meten over een bereik van -55 °C tot +125 °C met een resolutie van 0,5 °C. Voor het omzetten van de temperatuur in °F moet een opzoektabel of een conversiefactor worden toegepast.
Omdat de data worden verzonden over een driedraad bus met als eerste het LSB, kunnen temperatuurgegevens worden geschreven naar/worden gelezen uit de DS1620 als een 9 bit woord, waarbij $\overline{RST}$ laag wordt gemaakt achter het negende (MSB) bit of in de vorm van een overdracht van twee 8 bit woorden waarbij de meest significante zeven bits worden genegeerd of nul worden gemaakt zoals in figuur 6/50.20-2 is aangegeven.



Figuur 6/50.20-2: De negen noodzakelijke programmeringsbits kunnen onder de vorm van twee 8 bit woorden worden verzonden.

Bespreking blokschema

Het blokschema van de DS1620 is getekend in figuur 6/50.20-3. Duidelijk zijn hier links de drie interfacelijnen naar de microprocessor te zien. Het signaal DQ is de data invoer-/uitvoerlijn van de driedraads communicatiepoort. Het signaal CLK is de klokingang van deze poort. Wordt de DS1620 zelfstandig gebruikt zonder een driedraads poort, dan kan het kloksignaal als conversiesignaal ($\overline{CONV}$) worden gebruikt.



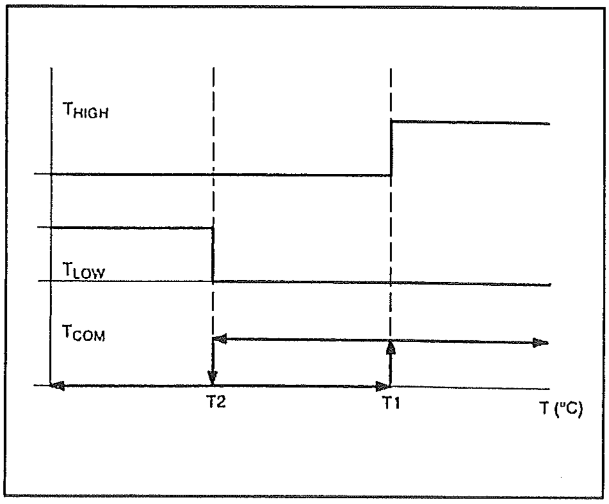
Figuur 6/50.20-3: Het intern blokschema van de DS1620.

De temperatuurconversie begint op de dalende flank van $\overline{CONV}$. Tenslotte is er nog een resetsignaal ($\overline{RST}$) voor de driedraads communicatiepoort.

De thermostaat uitgangen

Met behulp van de drie thermisch getriggerde uitgangen, T_{HIGH}, T_{LOW} en T_{COM} kan het IC als een thermostaat worden toegepast. Het statusdiagram van deze werking is getekend in figuur 6/50.20-4.
- T_{HIGH}:
  Wanneer de temperatuur van de DS1620 gelijk is aan of hoger is dan de waarde die in het register TH voor hoge temperatuur is opgeslagen, wordt de uitgang T_{HIGH} actief "H" en deze blijft in deze status totdat de gemeten tem-

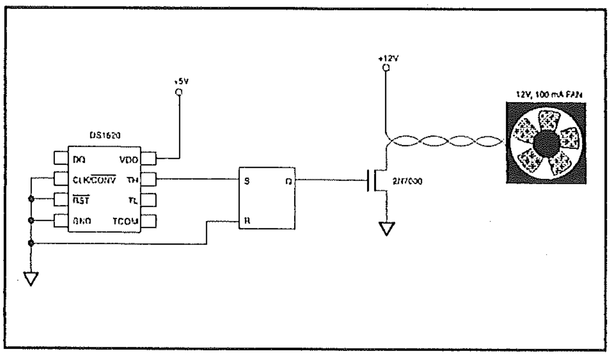
peratuur lager wordt dan de opgeslagen waarde in het register TH. De uitgang T_{HIGH} kan worden gebruikt om aan te geven dat de tolerantiegrens voor de hoge temperatuur is bereikt of overschreden. Als onderdeel van een gesloten lus systeem kan deze uitgang worden gebruikt om een koelsysteem te activeren en om dit pas uit te schakelen wanneer de temperatuur weer binnen de toelaatbare grenzen valt.



Figuur 6/50.20-4: Het statusdiagram van de drie uitgangen van de DS1620.

- T_{LOW}:
  Deze uitgang werkt op dezelfde manier als de uitgang T_{HIGH}. Wanneer de gemeten temperatuur gelijk is aan of daalt beneden de waarde die is vastgelegd in het register TL voor de lage temperatuur dan wordt uitgang T_{LOW} "H"-actief. Deze uitgang blijft "H" totdat de temperatuur van het onderdeel hoger wordt dan de opgeslagen waarde in het register voor lage temperatuur TL. De uitgang T_{LOW} kan worden gebruikt om aan te geven dat de lage temperatuurgrens is bereikt of wordt overschreden. Als onderdeel van een gesloten lus systeem kan deze uitgang worden gebruikt om een verwarmingselement in te schakelen en dit weer uit te schakelen wanneer de temperatuur binnen de toelaatbare grenzen valt.
- T_{COM}:
  De uitgang T_{COM} wordt actief-"H" wanneer de gemeten temperatuur gelijk wordt aan of hoger wordt dan de waarde in het register TH. Deze uitgang blijft hoog totdat de temperatuur gelijk is aan of lager wordt dan de waarde in het register TL. Op deze manier kan een bepaalde hysteresis worden verkregen.

Temperatuurregeling met de DS1620
Met behulp van de drie thermostaatuitgangen van de DS1620 is rechtstreekse regeling van verwarmings- en koelingsapparaten mogelijk. Zo kan bijvoorbeeld de uitgang T_{HIGH} met behulp van een externe flip-flop worden gebruikt om een ventilator in te schakelen zodra de gemeten temperatuur boven de drempelwaarde van het register TH komt, zie figuur 6/50.20-5.

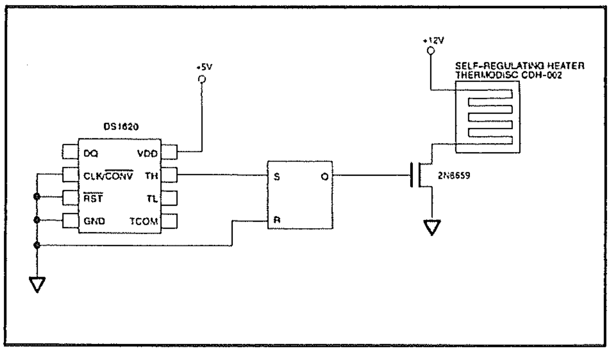


Figuur 6/50.20-5: Inschakelen van een ventilator bij overschrijden van de temperatuur in het register TH.

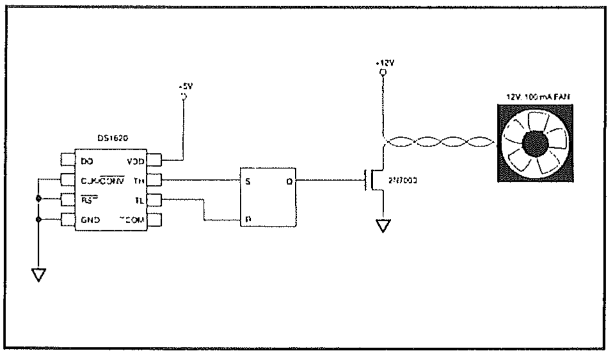
Dit is weliswaar een mogelijke toepassing van de thermostaatuitgangen, maar eigenlijk geen efficiënte manier om een ventilator te regelen, want zodra de venti-

50.20 DS1620, "intelligente" temperatuursensor

lator is ingeschakeld ontbreekt de mogelijkheid om deze weer uit te schakelen. Omgekeerd geldt hetzelfde, want de uitgang T_{LOW} kan op dezelfde manier worden gebruikt voor het inschakelen van een verwarmingselement, zie figuur 6/50.20-6. Ook hier geldt dat er geen mogelijkheid bestaat om het verwarmingselement uit te schakelen wanneer de gewenste temperatuur is bereikt.



Figuur 6/50.20-6: Het inschakelen van een verwarmingselement via de uitgang T_{LOW}.

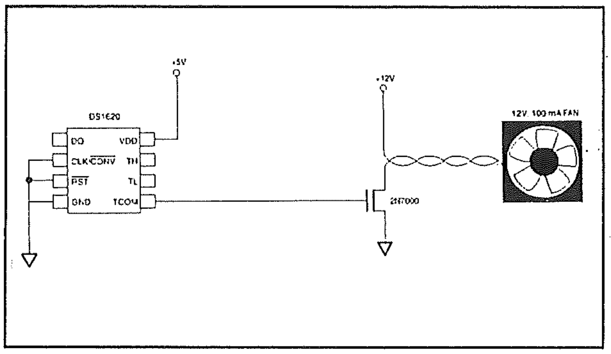


Figuur 6/50.20-7: Het setten en resetten van de externe flip-flop via de uitgangen T_{LOW} en T_{HIGH}.

Een zelfregelend verwarmingselement met ingebouwde thermostaat voorkomt oververhitting terwijl de DS1620 er voor zorgt dat het element pas wordt ingeschakeld als de temperatuur weer laag genoeg is.

Het is mogelijk om de T_{LOW} en T_{HIGH} uitgangen te gebruiken voor het setten en resetten van de externe flip-flop. Na het inschakelen van de ventilator blijft deze dan net zo lang lopen totdat de laagste temperatuurdrempel wordt bereikt, zie figuur 6/50.20-7. Hetzelfde principe geldt ook voor het verwarmingselement, waarbij T_{LOW} de flip-flop set en T_{HIGH} de flip-flop reset.

Het kan nog eenvoudiger met behulp van uitgang T_{COM}. Hiermee kan een ventilator rechtstreeks worden gestuurd door de DS1620 zonder dat er een extra flip-flop nodig is, zie figuur 6/50.20-8. Hierbij wordt de ventilator alleen ingeschakeld wanneer de temperatuur hoger is dan de schakeldrempel van TH en hij blijft net zo lang ingeschakeld totdat de temperatuur daalt beneden de schakeldrempel van TL waarbij de ventilator weer wordt uitgeschakeld. Dit is de beste oplossing wanneer de vermogensopname in de hand moet worden gehouden, want de ventilator wordt alleen geactiveerd wanneer dat ook werkelijk nodig is.



Figuur 6/50.20-8: Het gebruik van de uitgang T_{COM} bespaart de externe flip-flop.

Programmeren van de temperatuurdrempels

Bij de behandelde voorbeelden wordt de DS1620 zelfstandig gebruikt, zonder dat

50.20 DS1620, "intelligente" temperatuursensor

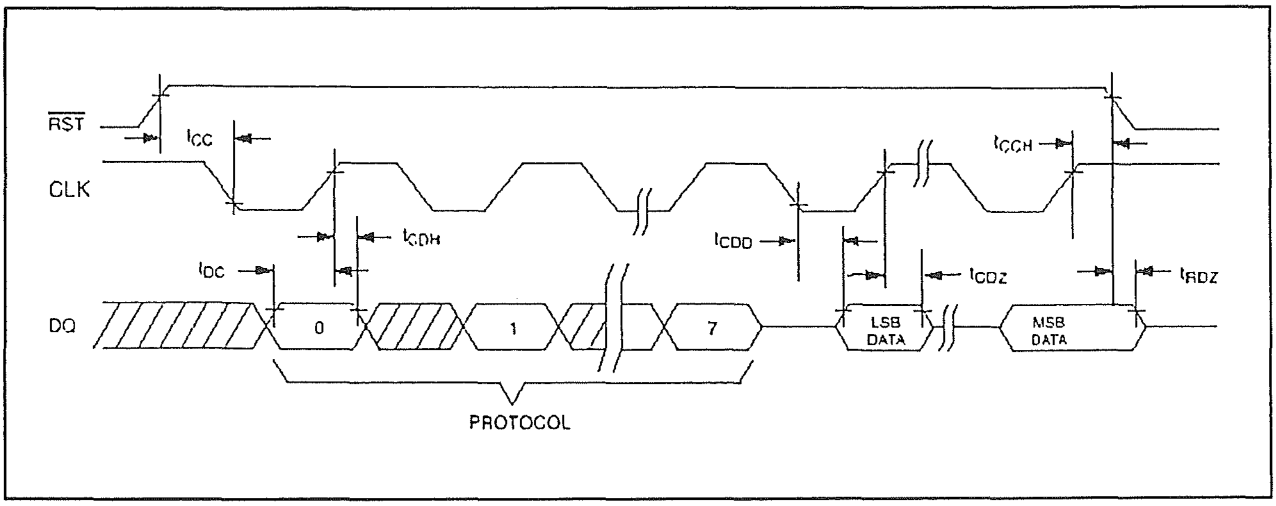
deze aan een microcontroller is gekoppeld. Om dit te realiseren moeten de temperatuurgrenzen eerst worden geprogrammeerd en omdat de instellingen niet-vluchtig zijn, kunnen de chips vooraf worden geprogrammeerd voordat ze in de uiteindelijke applicatie worden opgenomen. Om de chip als thermostaat te kunnen toepassen, moeten dus eerst de TH en TL registers worden geprogrammeerd. Een configuratie/status-register wordt tevens gebruikt om de bedrijfstoestand van een bepaalde applicatie aan te geven, alsook de status van de temperatuurconversie. Dit configuratieregister bevat acht bits volgens figuur 6/50.20-9.

DONE	THF	TLF	NVB	1	0	CPU	1SHOT

Figuur 6/50.20-9: De samenstelling van het configuratie- en status-register.

- DONE:
  Dit is het omzetting uitgevoerd (conversion done) bit. Als dit bit "H" is dan is de conversie voltooid. Is dit bit "L" dan is de chip bezig met het omzetten van de gemeten temperatuur in een digitaal woord.
- THF:
  Temperatuur hoog vlag. Dit bit wordt "H" wanneer de temperatuur hoger of gelijk is aan de waarde van TH. Het bit blijft gezet totdat er een "L" naar deze locatie wordt geschreven of de voedingsspanning van de chip wordt uitgeschakeld. Zo lang de spanning is ingeschakeld kan aan de hand van dit bit worden bepaald of de temperatuur ooit hoger is geweest dan de in TH geprogrammeerde waarde.
- TLF:
  Temperatuur laag vlag. Dit bit wordt "H" gemaakt wanneer de temperatuur lager of gelijk is aan de waarde van TL. Het blijft "H" totdat het wordt teruggezet door een "L" naar deze locatie te schrijven of door de spanning uit te schakelen. Zo lang de spanning is ingeschakeld kan aan de hand van dit bit worden bepaald of de temperatuur ooit lager is geweest dan de in TL geprogrammeerde waarde.
- NVB:
  Nonvolatile Memory Busy vlag. Als dit bit "H" is, wordt er naar een elektrisch wisbare geheugencel geschreven. Is het signaal "L", dan is het niet-vluchtige geheugen vrij. Schrijven naar de geheugencel neemt circa 10 ms in beslag.
- CPU:
  CPU gebruikersbit. Als CPU "L" is, doet de pen CLK/$\overline{\text{CONV}}$ dienst om de conversie te starten als $\overline{\text{RST}}$ "L" is. Is CPU "H", dan kan de chip worden gebruikt voor communicatie over de driedraads poort.
  In dat geval werkt de CLK/$\overline{\text{CONV}}$-pen als een normale kloklijn met betrekking tot DQ en $\overline{\text{RST}}$. Dit bit wordt opgeslagen in niet-vluchtig geheugen dat tenminste 50.000 schrijfcycli kan verwerken.
- 1SHOT:
  One-shot bedrijfstoestand. Wanneer 1SHOT "H" is, zal de chip één temperatuurconversie uitvoeren na ontvangst van het "Start Convert T"-protocol. Is 1SHOT "L", dan zal de chip continu temperatuurconversies uitvoeren.
  Ook dit bit wordt opgeslagen in niet-vluchtig geheugen dat tenminste 50.000 schrijfcycli kan verwerken. Bij de toepassing als thermostaat zal de DS1620 continu werken.

50.20 DS1620, "intelligente" temperatuursensor



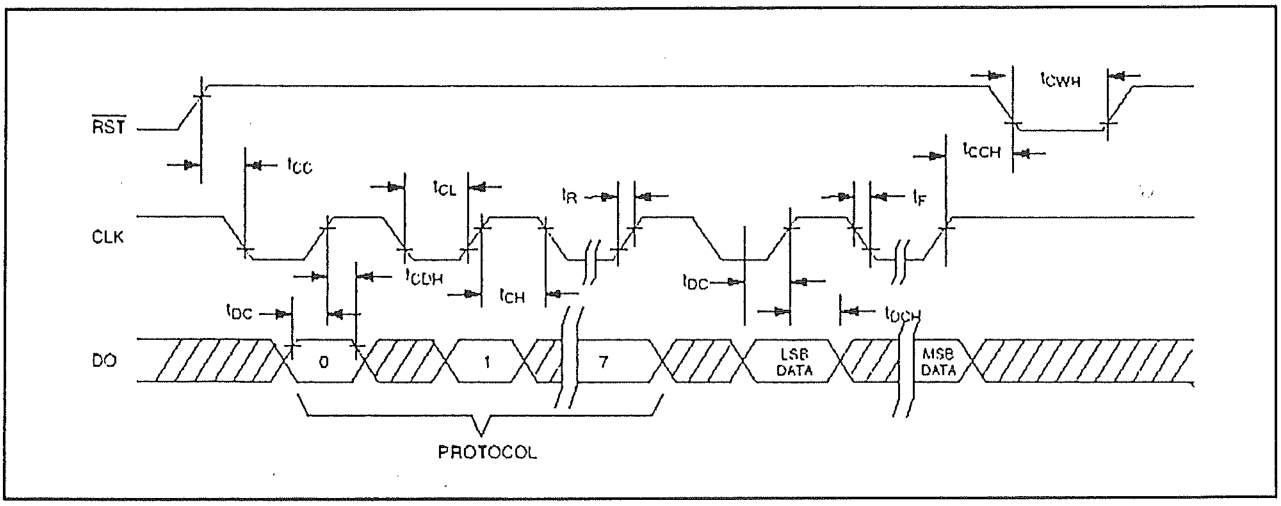
Figuur 6/50.20-10: Timing bij het lezen van gegevens uit de DS1620.

Voor toepassingen waarbij slechts één uitlezing op bepaalde tijdstippen nodig is en om de vermogensopname te beperken, kan de one-shot bedrijfstoestand worden ingezet. Merk op dat de thermostaatuitgangen in de stand blijven waarin ze zich bevonden na de laatste geldige temperatuurconversiecyclus in de one-shot bedrijfstoestand.

Timing van de chip in zelfstandig bedrijf
In applicaties waarbij de DS1620 wordt gebruikt als een eenvoudige thermostaat is geen microcontroller nodig. Omdat de temperatuurgrenzen niet vluchtig zijn, kan de chip vooraf worden geprogrammeerd. Hierbij kan de CLK/$\overline{\text{CONV}}$ pen (pen 2) worden gebruikt om de conversies te starten. Hierbij moet het CPU-bit op "L" worden gezet.
Om de CLK/$\overline{\text{CONV}}$ pen te kunnen gebruiken voor het starten van de conversie, moet $\overline{\text{RST}}$ "L" zijn en CLK/$\overline{\text{CONV}}$ "H". Wordt CLK/$\overline{\text{CONV}}$ even "L" gemaakt en daarna weer "H" in minder dan 10 ms, dan wordt er één temperatuurconversie uitgevoerd waarna de DS1620 terugkeert naar zijn wachtstand. Wordt CLK/$\overline{\text{CONV}}$ "L" gemaakt en "L" gehouden, dan worden er continu conversies uitgevoerd, net zo lang totdat CLK/$\overline{\text{CONV}}$ weer "H" wordt gemaakt. Wanneer het CPU-bit op "L" is gezet, zal het CLK/$\overline{\text{CONV}}$ bit voorrang hebben op het 1SHOT bit wanneer dit "L" is. Dit betekent dat, zelfs wanneer de chip is ingesteld op de one-shot bedrijfstoestand, het "L" maken van CLK/$\overline{\text{CONV}}$ de conversies zal starten.

Driedraads communicatie
De driedraads bus bestaat uit het $\overline{\text{RST}}$ (reset) signaal, het CLK (klok) signaal en het DQ (data) signaal. De gegevensoverdracht wordt gestart door de $\overline{\text{RST}}$ ingang "H" te maken. Wordt $\overline{\text{RST}}$ "L" gemaakt dan stopt de communicatie, zie de figuren 6/50.20-10 en -11.
Een klokcyclus bestaat uit een reeks pulsen, waarbij een dalende flank wordt gevolgd door een stijgende flank. Voor het invoeren van gegevens geldt dat de data geldig moeten zijn gedurende de stijgende flank van een klokcyclus. De databits worden uitgevoerd op de dalende flank van de klokimpuls en blijven geldig gedurende de stijgende flank.

50.20 DS1620, "intelligente" temperatuursensor



Figuur 6/50.20-11: Timing bij het schrijven van gegevens naar de DS1620.

Bij het lezen van data van de DS1620 gaat de DQ-pen naar een hoge impedantietoestand wanneer de klok hoog is. Wordt $\overline{RST}$ "L" gemaakt dan wordt de communicatie geblokkeerd en gaat de DQ-pen eveneens naar een hoge impedantietoestand.
Bij de gegevensoverdracht wordt het LSB eerst verzonden. De commandoset voor de driedraads communicatie is samengevat in de tabel van figuur 6/50.20-12.

- Read Temperature, AAh:
  Dit commando leest de inhoud van het register dat het resultaat van de laatste temperatuurconversie bevat. De volgende negen klokcycli zullen de inhoud van dit register uitvoeren.
- Write TH, 01h:
  Dit commando schrijft naar het TH (high temperature) register. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende negen klokcycli de 9 bit temperatuurgrens inklokken voor het instellen van de drempelwaarde voor de werking van de T_{HIGH} uitgang.
- Write TL, 02h:
  Dit commando schrijft naar het TL (low temperature) register. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende negen klokcycli de 9 bit temperatuurgrens inklokken voor het instellen van de drempelwaarde voor de werking van de T_{LOW} uitgang.
- Read TH, A1h:
  Dit commando leest de waarde van het TH (high temperature) register. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende negen klokcycli de 9 bit temperatuurgrens uitklokken van de ingestelde drempelwaarde van de T_{HIGH} uitgang.
- Read TL, A2h:
  Dit commando leest de waarde van het TL (low temperature) register. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende negen klokcycli de 9 bit temperatuurgrens uitklokken van de ingestelde drempelwaarde van de T_{LOW} uitgang.
- Start Convert, EEh:
  Dit commando begint een temperatuurconversie. Er zijn geen verdere gegevens vereist. In de one-shot bedrijfstoestand zal er één temperatuurconversie worden uitgevoerd waarna de DS1620 in de wachtstand gaat.
  In de continue bedrijfstoestand zal dit commando continu conversies starten.

50.20 DS1620, "intelligente" temperatuursensor

Instructie	Omschrijving	Protocol	3-draads-bus data na verzenden protocol	Opm.
Temperatuur conversie commando's				
Read Temperature	Leest de laatste geconverteerde temperatuurwaarde uit het temperatuur register	AAh	<read data>	
Start Convert T	Start de temperatuur conversie	EEh	idle	1
Stop Convert T	Onderbreekt de temperatuur conversie	22h	idle	1
Thermostaat commando's				
Write TH	Schrijft de waarde van de hoogste temperatuurgrens in het TH register	01h	<write data>	2
Write TL	Schrijft de waarde van de laagste temperatuurgrens in het TL register	02h	<write data>	2
Read TH	Leest de opgeslagen waarde van de hoogste temperatuurgrens uit het TH register	A1h	<read data>	2
Read TL	Leest de opgeslagen waarde van de laagste temperatuurgrens uit het TL register	A2h	<read data>	2
Write Config	Schrijft configuratiegegevens naar het configuratieregister	0Ch	<write data>	2
Read Config	Leest configuratiegegevens uit het configuratieregister	ACh	<read data>	2

Figuur 6/50.20-12: Overzicht van de instructieset van de DS1620.

- Stop Convert T, 22h:
  Dit commando stopt de temperatuurconversie. Er zijn geen verdere gegevens nodig. Dit commando kan worden gebruikt om een DS1620 te onderbreken tijdens continue conversies. Na het verzenden van dit commando wordt de actuele temperatuurmeting afgewerkt waarna de DS1620 naar de wachtstand gaat totdat er weer een Start Convert T commando wordt verzonden om door te gaan.
- Write Config, OCh:
  Dit commando schrijft naar het configuratieregister. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende acht klokcycli de waarde van het configuratieregister inklokken.
- Read Confog, ACh:
  Dit commando leest de inhoud van het configuratieregister. Na het verzenden van dit commando zullen de volgende acht klokcycli de inhoud van het configuratieregister uitvoeren.

50.20 DS1620, "intelligente" temperatuursensor

CPU modus	DS1620 modus (driedraads)	Data (LSB eerst)	Opmerkingen
TX	RX	0Ch	De CPU stuurt het Write Config commando
TX	RX	02h	De CPU stelt DS1620 in op continue conversie
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620
TX	RX	01h	De CPU stuurt een Write TH commando
TX	RX	0050h	De CPU stuurt data voor de TH grens van +40 °C
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620
TX	RX	02h	De CPU stuurt een Write TL commando
TX	RX	0014h	De CPU stuurt dat voor de TL grens van +10 °C
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620
TX	RX	A1h	De CPU stuurt een Read TH commando
RX	TX	0050h	De DS1620 stuurt de opgeslagen waarde van TH terug naar de CPU ter controle
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620
TX	RX	A2h	De CPU stuurt een Read TL commando
RX	TX	0014h	De DS1620 stuurt de opgeslagen waarde van TL terug naar de CPU ter controle
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620
TX	RX	EEh	De CPU stuurt een Start Convert T commando
TX	RX	Toggle $\overline{RST}$	De CPU stuurt een reset naar de DS1620

Figuur 6/50.20-13: Een voorbeeld van de communicatie tussen een microcontroller en een DS1620.

Opmerkingen

- Tijdens continue conversie zal een Stop Convert T de cyclus onderbreken. Om te kunnen herstarten moet een Start Convert T commando worden verzonden. In de one-shot bedrijfstoestand moet er voor elke gewenste temperatuuruitlezing een Start Convert T commando worden verzonden.
- Schrijven naar het geheugen vergt circa 10 ms. Na het verzenden van een schrijfcommando mogen er gedurende tenminste 10 ms geen andere schrijfcommando's worden gegeven.

Voorbeeld

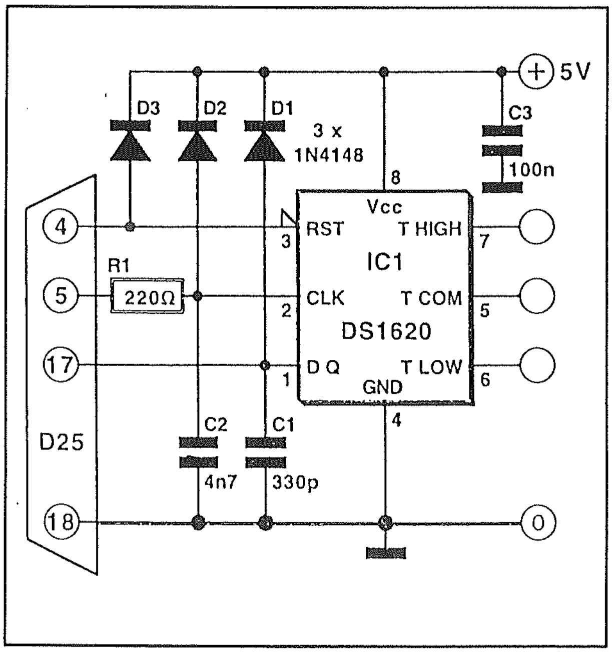
Een voorbeeld van de omgang met de diverse commando's en de controlemoge-

50.20 DS1620, "intelligente" temperatuursensor

lijkheden via een controller is afgebeeld in de tabel van figuur 6/50.20-13. De microcontroller stelt de DS1620 in voor continue conversie en thermostatische functies.

Eenvoudige koppeling aan een PC

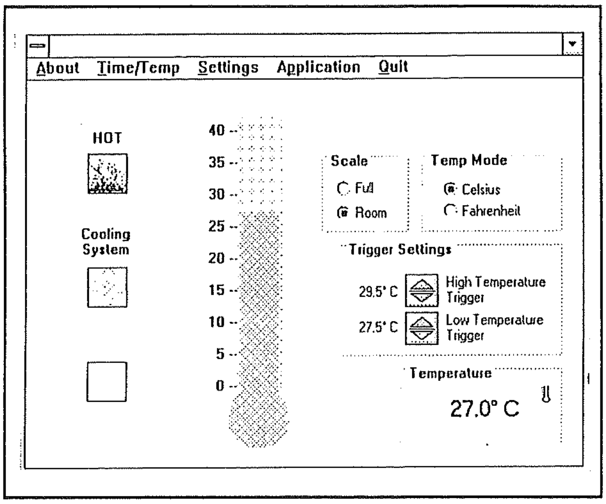
In figuur 6/50.20-14 is een schema getekend, waarbij een DS1620 gekoppeld is aan de parallelle poort van een PC. Dit schema komt in grote lijnen overeen met de demonstratieset die Dallas ter beschikking stelt. Via de printer-poort kan men met een eenvoudig Visual Basic programma de schakeldrempels in het IC inlezen. De voeding word verkregen via de dioden D1, D2 en D3 en wordt dus afgeleid uit de printersignalen.



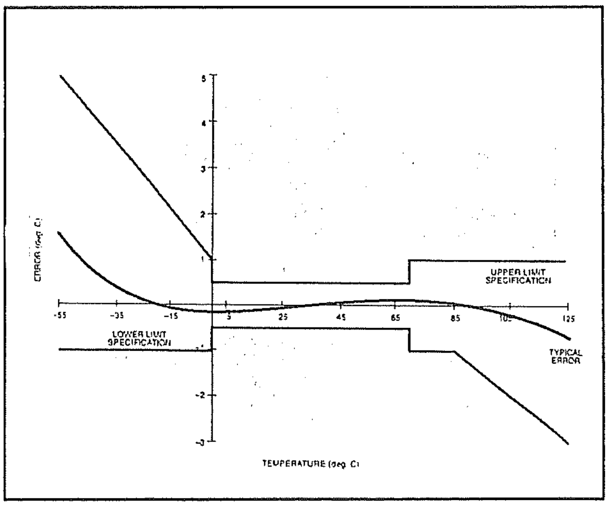
Figuur 6/50.20-14: Aansluiten van een DS1620 op de printerpoort van een PC.

Programmeren via de PC

Door Dallas is een eenvoudig Windows-programma ontworpen, zie figuur 6/50.20-15, waarmee men de DS1620 kan programmeren via het toetsenbord. Het IC moet op de manier van figuur 6/50.20-14 met de parallelle poort zijn verbonden. Met dit programma kan men de drempelwaarden op een heel eenvoudige manier naar de chip overbrengen. Vanwege het non-volatile karakter van het ingebouwde geheugen kan men nadien de chip verwijderen en in de applicatie toepassen.



Figuur 6/50.20-15: Een Windows-programma waarmee men de DS1620 via het toetsenbord kan programmeren.



Figuur 6/50.20-16: De nauwkeurigheid van de DS1620.

Nauwkeurigheid

Omdat de temperatuur in stapjes van 0,5 °C kan worden gemeten, bedraagt de resolutie dus ook 0,5 °C. Over het bereik van 0 °C tot +70 °C bedraagt de nauwkeurigheid 0,5 °C. Binnen het bereik van -40 °C tot 0 °C en van +70 °C tot +85 °C blijft de nauwkeurigheid binnen 1 °C. Buiten deze beide bereiken, namelijk van -55 °C tot -40 °C en van +85 °C tot +125 °C is de chip nauwkeurig binnen 2 °C. De te verwachten temperatuurafwijking is afgebeeld in figuur 6/50.20-16.

6/50.21

UCCx926, stromen meten tot +/-20 A

Inleiding

Voor het meten van grote stromen worden meestal shuntweerstanden gebruikt. Hierbij treedt spanningsverlies op dat groter wordt naarmate de weerstand warmer wordt. De meetnauwkeurigheid kan hierdoor ongunstig worden beïnvloed. Bovendien zit men met het probleem dat de aansluitingen van de shuntweerstand niet geïsoleerd zij ten opzichte van de rest van de schakeling en op spanningen staan die vrij hoog zijn. Men moet dan moeilijke toestanden met verschilversterkers gaan verzinnen om de "echte" sensorspanning van de hoge systeemspanning te scheiden.

UCCx926-serie

De UCCx926 stroomsensoren van Unitrode zijn geïntegreerde schakelingen met een geheel geïsoleerde shuntweerstand van slechts 1,3 mΩ die zich op de drager van het IC bevindt. De vermogensopname van de meetweerstand bedraagt minder dan 0,5 W bij 20 A en de spanningsval blijft bij deze maximale stroom beperkt tot 26 mV. Doordat temperatuurcompensatie wordt toegepast is de meting nauwkeurig. De x n het typenummer is 1, 2 of 3 en verwijst naar het temperatuurgebied.

Het blokschema

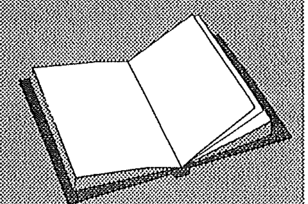
Het intern blokschema van dit IC is getekend in figuur 6/50.21-1.

Het IC bevat een breedbandige transimpedantieversterker voor het omzetten van de stroom in een proportionele spanning. Het weerstandselement kan zowel in de spanningvoerende (high side, V_{DD} gerefereerd) geleider als in de aarddraad (low side, GND gerefereerd) worden opgenomen.

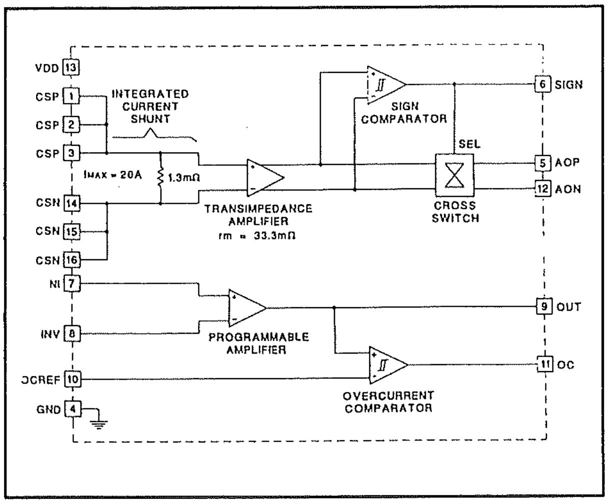
Voor het meten van stromen tot maximaal +/-20 A is de versterkingsfactor van de transimpedantieversterker nauwkeurig afgeregeld op 33,3 mΩ zodat een 15 A ingangsstroom wordt omgezet in een uitgangssignaal van 500 mV. Dankzij de chopperstabilisatie heeft deze versterker een zeer lage ingangsoffsetspanning. Het blokje met de kruisschakelaar zorgt voor het gelijkrichten van het ingangssignaal, zodat de differentiële uitgang AOP positief is ten opzichte van de andere differentiële uitgang AON. Het signaal SIGN geeft de polariteit van de stroom aan.

LEES OOK:

Hoofdstuk 6/6.18.9
Hoofdstuk 6/50.2



50.21 UCCx926, stromen meten tot +/-20 A



Figuur 6/50.21-1: Het intern blokschema van de UCCx926.

De programmeerbare versterker heeft drie functies. Deze zet het uitgangssignaal van de differentiële transimpedantieversterker om in een enkelvoudig signaal. Met behulp van een door de gebruiker instelbare versterkingstrap wordt het maximale stroomniveau aangepast aan de gewenste spanning, waarbij tegelijkertijd het nulstroompunt wordt verschoven naar het gewenste niveau.
Een vergelijkertrap vergelijkt dan het uitgangsniveau van de instrumentatieversterker met een door de gebruiker ingestelde referentiespanning op OCREF, hetgeen het overstroom statusbit OC oplevert. Deze vergelijker reageert binnen 90 ns op overstroom.

Specificaties

De specificaties van de UCC3926 kunnen als volgt worden samengevat:
- geïntegreerde niet-geleidende stroomsensor met interne Kelvin aansluitingen;
- +/-20 A stroombereik;
- bi-directionele stroommeting;
- interne temperatuurcompensatie voor de stroomsensor en versterker;
- logisch signaal voor stroomrichting;
- chopper gestabiliseerde stroommeetversterker met lage offset;
- vrije op-amp met door de gebruiker instelbare versterkingsfactor;
- overstroomindicator met door de gebruiker instelbare drempelspanning.

Maximale waarden

De maximale waarden zijn:
- ingangsstroom I_{in}:
  +/-20 A
- piekstroom:
  +/-100 A gedurende 50 μs
- voedingsspanning V_{DD}:
  +14,5 V
- ingangsspanningsbereik (CSP, CSN):
  -0,2 V tot 14,5 V
- common-mode bereik ten opzichte van aarde:
  +/-200 mV
- common-mode bereik ten opzichte van V_{DD}:
  +/-200 mV
- shuntweerstand:
  2,25 mΩ
- temperatuurbereik:
  UCC1926: -55 °C tot +125 °C
  UCC2926: -40 °C tot +85 °C
  UCC3926: 0 °C tot +70 °C

Behuizing en aansluitgegevens

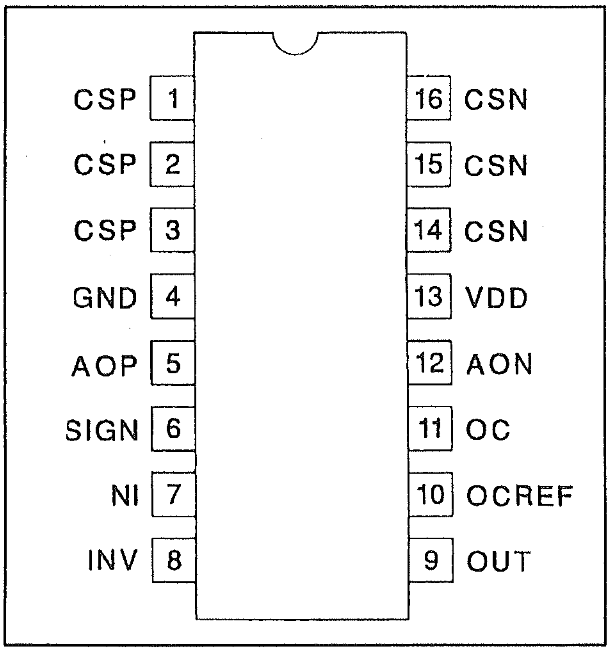
De schakeling is ondergebracht in een 16-pens SOIC behuizing, zie figuur 6/50.21-2. De 20 A die door de stroomsensor (current sensor) loopt, wordt verdeeld over drie positieve aansluitpennen (CSP 1,2,3) en drie negatieve aansluitpennen (CSN 14,15,16). De meetweerstand is volledig geïsoleerd van de rest van de schakeling.

Functie van de pennen

- AOP en AON:

50.21 UCCx926, stromen meten tot +/-20 A

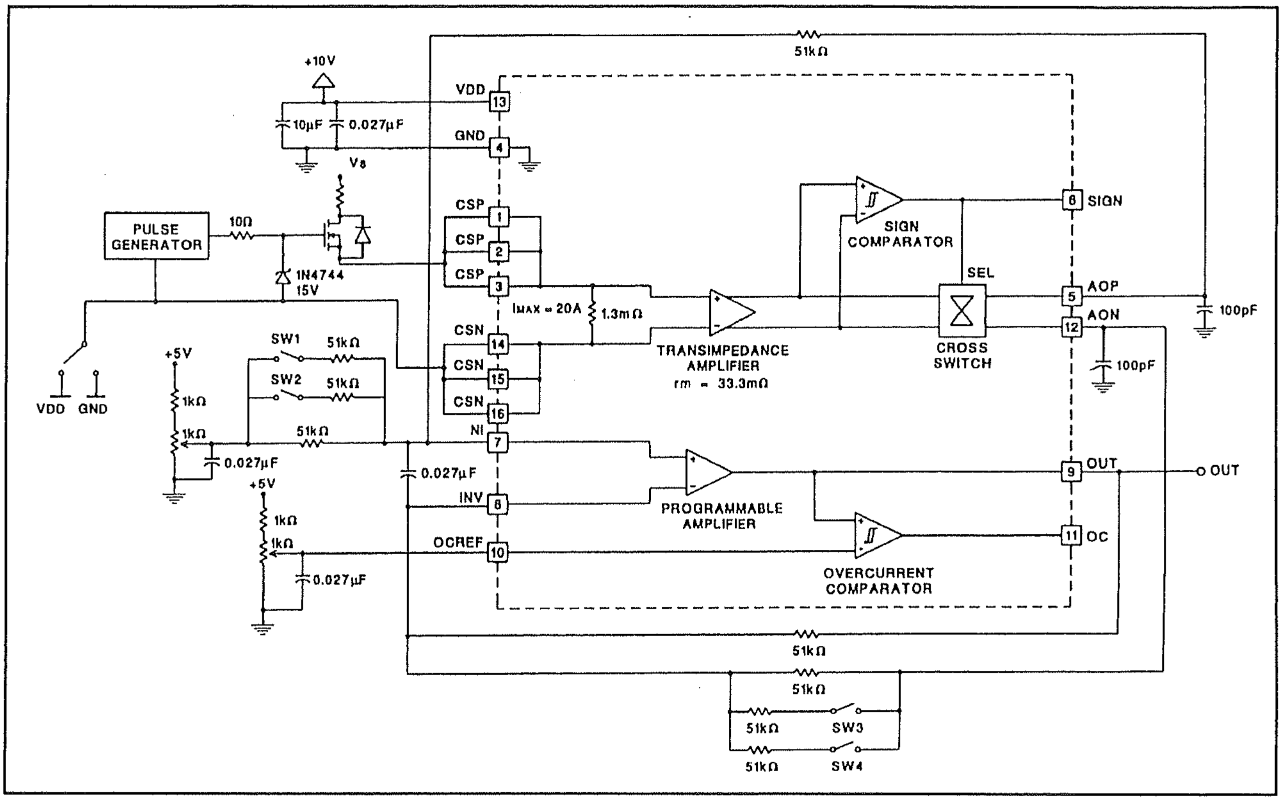
Respectievelijk de positieve en negatieve uitgang van het omgezette stroomsignaal. De spanning van AOP naar AON is de absolute waarde van het uitgangssignaal van de transimpedantieversterker. De pennen kunnen enige ruis bevatten, afkomstig van de chopper. De differentiële naar enkelvoudige uitgangsomzetter onderdrukt de common-mode ruis tussen AOP en AON. Door een hoogfrequent filter aan te brengen van beide pennen naar GND kunnen de snelle spanningspieken worden gereduceerd. AON bevindt zich boven massa-niveau. De uitgangstrap van AOP en AON is afgebeeld in figuur 6/50.21-3.



Figuur 6/50.21-2: De aansluitgegevens van de UCCx926.

- CSN en CSP:
  Ingangsaansluitingen naar de ene kant (CSN) en naar de andere kant (CSP) van de interne stroomsensor.
  De nominale weerstand van CSP naar CSN bedraagt 1,3 mΩ. De stroomshunt heeft een nominale temperatuurscoëfficiënt van 3.530 ppm/°C.
  De temperatuurgecompenseerde versterking met automatische nulpuntinstelling is zodanig ontworpen dat deze temperatuurscoëfficiënt wordt weggewerkt.
  Het spanningsverschil CSP-CSN kan variëren met +/-75 mV ten opzichte van zowel GND als V_{DD}. De stroom in CSN wordt als negatief en de stroom in CSP als positief gedefinieerd.
- GND:
  Deze pen is de retourlijn voor alle stromen van de schakeling met uitzondering van de stroomsensor.
- INV:
  Negatieve ingang van de programmeerbare versterker die de omzetting uitvoert van differentieel naar enkelvoudig uitgangssignaal.
- NI:
  Positieve ingang van de bovengenoemde programmeerbare versterker.
- OC:
  Overstroomuitgang van de vergelijker. Wanneer OUT groter is dan OCREF, dan wordt OC hoog. De OC vergelijker heeft een hysteresis van 25 mV.
- OCREF:
  De referentiepen van de overstroomvergelijker dient voor het instellen van de drempelspanning ten behoeve van de overstroom.
- OUT:
  Uitgang van de programmeerbare versterker die bedoeld is om de differentiële signalen van de uitgangen van de transimpedantieversterker om te zetten in een enkelvoudig uitgangssignaal. Deze op-amp wordt gebruikt voor het instellen van de algehele versterking en de nominale referentiespanning zonder stroom.

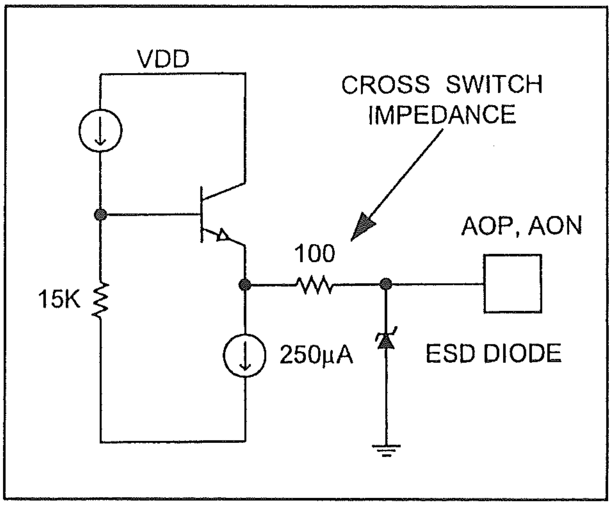
50.21 UCCx926, stromen meten tot +/-20 A



Figuur 6/50.21-4: Met deze schakeling kan men uitgebreid met de UCC-schakelingen experimenteren.

De versterker kan worden ingesteld op een versterkingsfactor van 1 of meer. Elke common-mode ruisspanning tussen AOP en AON die afkomstig is van de chopper zal op uitgang OUT worden aangetroffen. Door de uitgang te filteren kunnen de prestaties van de schakeling worden verbeterd.

- SIGN:
  Uitgang van de vergelijker die aangeeft of de stroom positief of negatief is. SIGN bestuurt tevens de analoge schakelaars (cross switch) om AOP hoger dan AON te houden. Bij stromen die bijna gelijk zijn aan nul kan de sign vergelijker schakelen ten gevolge van de ruis van de chopper, afkomstig van de transimpedantieversterker.
- VDD:
  Aan VDD wordt de voedingsspanning van de schakeling toegevoerd. Het ingangsbereik loopt van +4,8 tot +14 V. Voor ontkoppeling naar GND worden ceramische condensatoren van goede kwaliteit aanbevolen.



Figuur 6/50.21-3: De uitgangstrappen van AOP en AON.

50.21 UCCx926, stromen meten tot +/-20 A

Voorbeeld schakeling

Bij de schakeling die in figuur 6/50.21-4 is afgebeeld, wordt een impulsgenerator gebruikt om de stromen te schakelen, terwijl de analoge spanning van de gemeten stroom wordt bestudeerd. Een vierstanden schakelaar kan worden ingezet om te experimenteren met verschillende versterkingsfactoren voor de programmeerbare versterker. De spanningen OCREF en NI kunnen worden afgeregeld met potentiometers van 1 kΩ om de offset van de versterker weg te werken en om de drempelspanning van de overstroomdetector in te stellen.

Verkrijgbaarheid

Nadere informatie over de verkrijgbaarheid van deze onderdelen is verkrijgbaar bij de importeur van Unitrode:
Koning en Hartman
Postbus 125
2600 AC Delft
Telefoon: 015-26.09.906
Fax: 015-26.19.194

50.21 UCCx926, stromen meten tot +/-20 A

6/50.22

DS1820, digitale "eendraads" thermometer

Inleiding
De DS1820 van Dallas is een "eendraads" thermometer-chip ontwikkeld voor thermostatische besturingen, industriële systemen en huishoudelijke apparatuur. Dank zij deze "eendraads" structuur kan het IC op een eenvoudige manier gebruikt worden voor het meten van temperaturen op grote afstanden. Er is immers maar een tweeaderig snoertje noodzakelijk tussen de sensor en de schakeling die de meetwaarden verwerkt. De sensor levert bovendien een digitale code af, en die code kan zonder problemen over grote afstanden getransporteerd worden. Die code bestaat uit een 9 bit breed woord, dat via de ene "hete" ader wordt verzonden. Hoewel een V_{DD}-aansluiting voorradig is, kan de voedingsspanning van de chip eventueel via de eendraads interface verzonden worden, zodat er tussen het IC en de rest van de schakeling maar twee verbindingen noodzakelijk zijn: de voedings/data-ader en de massa. Iedere chip bevat een individueel serienummer, zodat diverse identieke chip's op dezelfde eendraads bus aangesloten kunnen worden. De gebruiker kan twee alarmtemperaturen TH en TL in de chip programmeren.

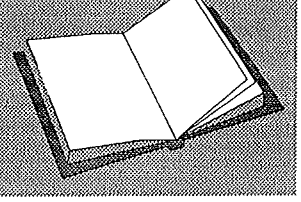
Voornaamste eigenschappen
De voornaamste eigenschappen van dit interessant IC kunnen als volgt worden samengevat:

- één poortaansluiting volstaat voor de besturing
- geen externe componenten noodzakelijk
- voeding via de interface mogelijk
- stroomverbruik in "standby" is zo goed als nul
- bereik -55 °C tot +125 °C
- data-uitvoer als 9 bit woord
- meetcyclus ongeveer 200 ms
- twee instelbare alarmtemperaturen

Eerste kennismaking
De chip wordt in twee behuizingen geleverd, namelijk DIL-16 en PR35, een speciale behuizing die lijkt op een kunststof transistorbehuizing. De aansluitgegevens van beide uitvoeringen zijn getekend in figuur 6/50.22-1.
Het intern blokschema van de DS1820 is voorgesteld in figuur 6/50.22-2. De DS1820 is samengesteld uit:

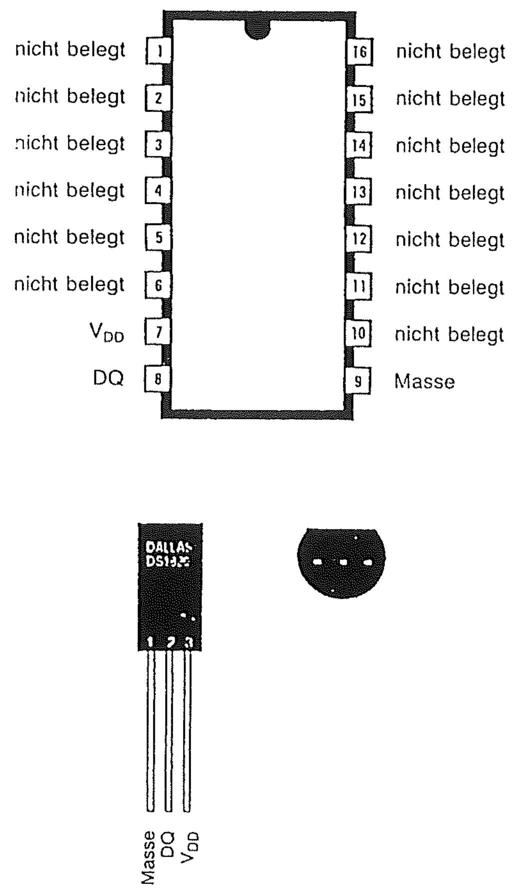
- een 64 bit ROM;

LEES OOK:
Hoofdstuk 6/50.20



50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer

- een temperatuursensor;
- een geheugen voor de twee drempeltemperaturen TH en TL;
- een schakeling die de voedingsspanning kan afleiden uit de eendraads interface.

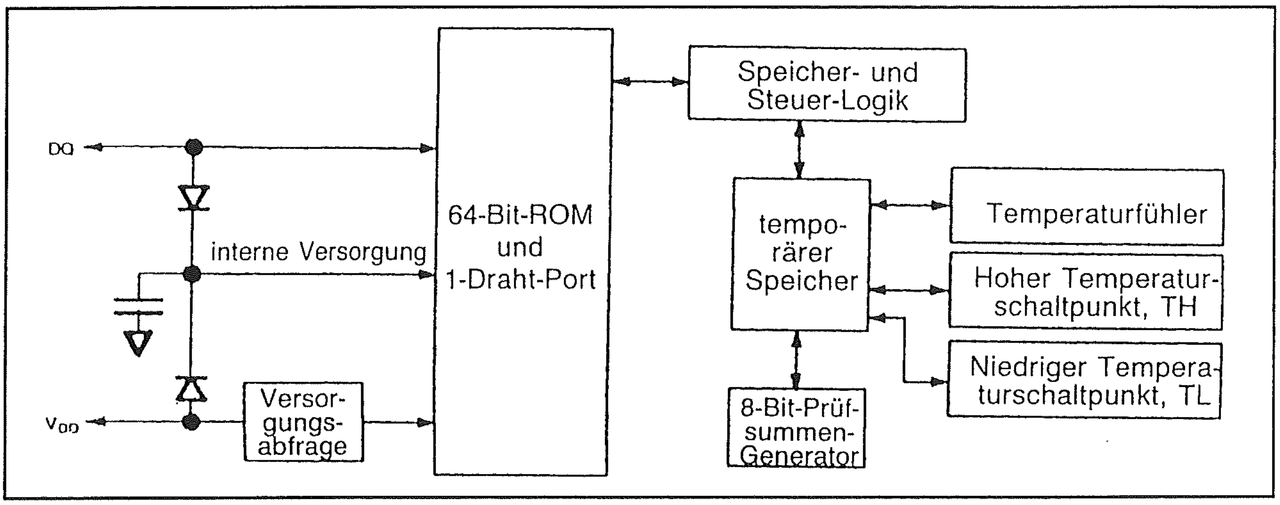


Figuur 6/50.22-1: De aansluitgegevens van de twee leverbare behuizingen.

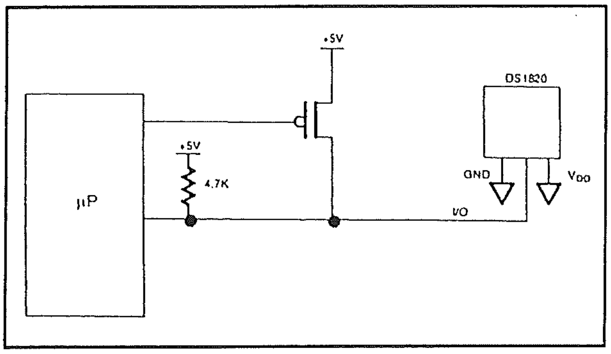
Het IC kan op twee manieren gevoed worden. Op de eerste plaats via de V_{DD}-aansluiting, waarbij een spanning van +5 V wordt aangevoerd. Op de tweede plaats via de DQ-pen, waarbij een interne diode en condensator er voor zorgen dat de chip onder spanning blijft staan. Als op de DQ-pen een "H" staat, gaat de interne diode geleiden en laadt de interne condensator op. De spanning over deze condensator wordt gebruikt voor het voeden van de chip. Als de DQ-pen "L" wordt zal de chip gevoed worden uit de lading die in de condensator is opgeslagen gedurende de "H"-tijden van de DQ-pen. Deze laatste optie wordt "paracitaire" voeding genoemd. Wil dit systeem goed werken, dan moet aan een aantal voorwaarden voldaan worden. De DS1820 vraagt ongeveer 1 mA voedingsstroom. Als meerdere sensoren via de eendraads interface gevoed moeten worden, doet zich het probleem voor dat de besturende schakeling niet voldoende vermogen kan leveren om alle sensoren in bedrijf te houden. In figuur 6/50.22-3 is een oplossing voor dit probleem voorgesteld.

Op de I/O-uitgang van de besturing, in dit geval een microcontroller, wordt een pull-up schakeling gezet naar de +5 V voedingsspanning. Deze kan bestaan uit een MOSFET, die de I/O-leiding naar de +5 V trekt op het moment dat er geen dataverkeer over de lijn plaats vindt. De lijn moet binnen maximaal 10 µs nadat er over de leiding dataverkeer heeft plaats gevonden naar de V_D worden getrokken. Natuurlijk eist dit meer van het programma dat de I/O-uitgang bestuurt. Bovendien wordt de timing van het geheel wat moeilijk als meerdere sensoren via dezelfde lijn worden afgevraagd. Bovendien is het systeem van de "paracitaire" voeding niet aan te bevelen als de sensoren temperaturen van meer dan +100 °C meten. De lekstromen van de sensoren neemt dan toe en het is niet zeker dat de ladingen in de condensatoren in staat zijn de chip's gedurende de "L"-perioden van spanning te blijven voorzien. Men kan natuurlijk altijd terugvallen op het voedingssysteem van figuur 6/50.22-4.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer



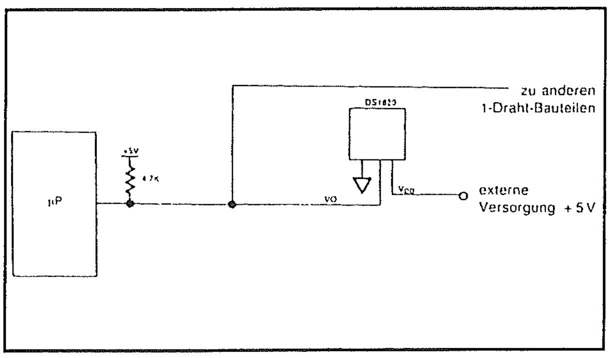
Figuur 6/50.22-2: Het intern blokschema van de DS1820.



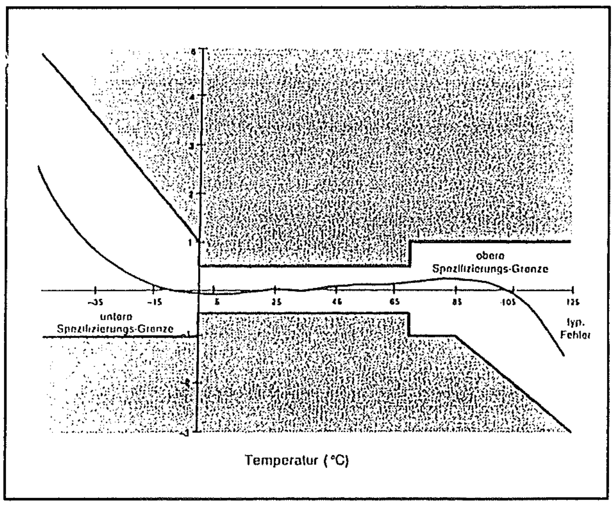
Figuur 6/50.22-3: Het voeden van de schakeling via de gemeenschappelijke lijn.

De V_{DD}-pennen van alle sensoren worden rechtstreeks verbonden met een voedingsspanning van +5 V en de gemeenschappelijke I/O-lijn gaat naar alle DQ-pennen.

De V_{DD}-pennen van alle sensoren worden rechtstreeks verbonden met een voedingsspanning van +5 V en de gemeenschappelijke I/O-lijn gaat naar alle DQ-pennen.

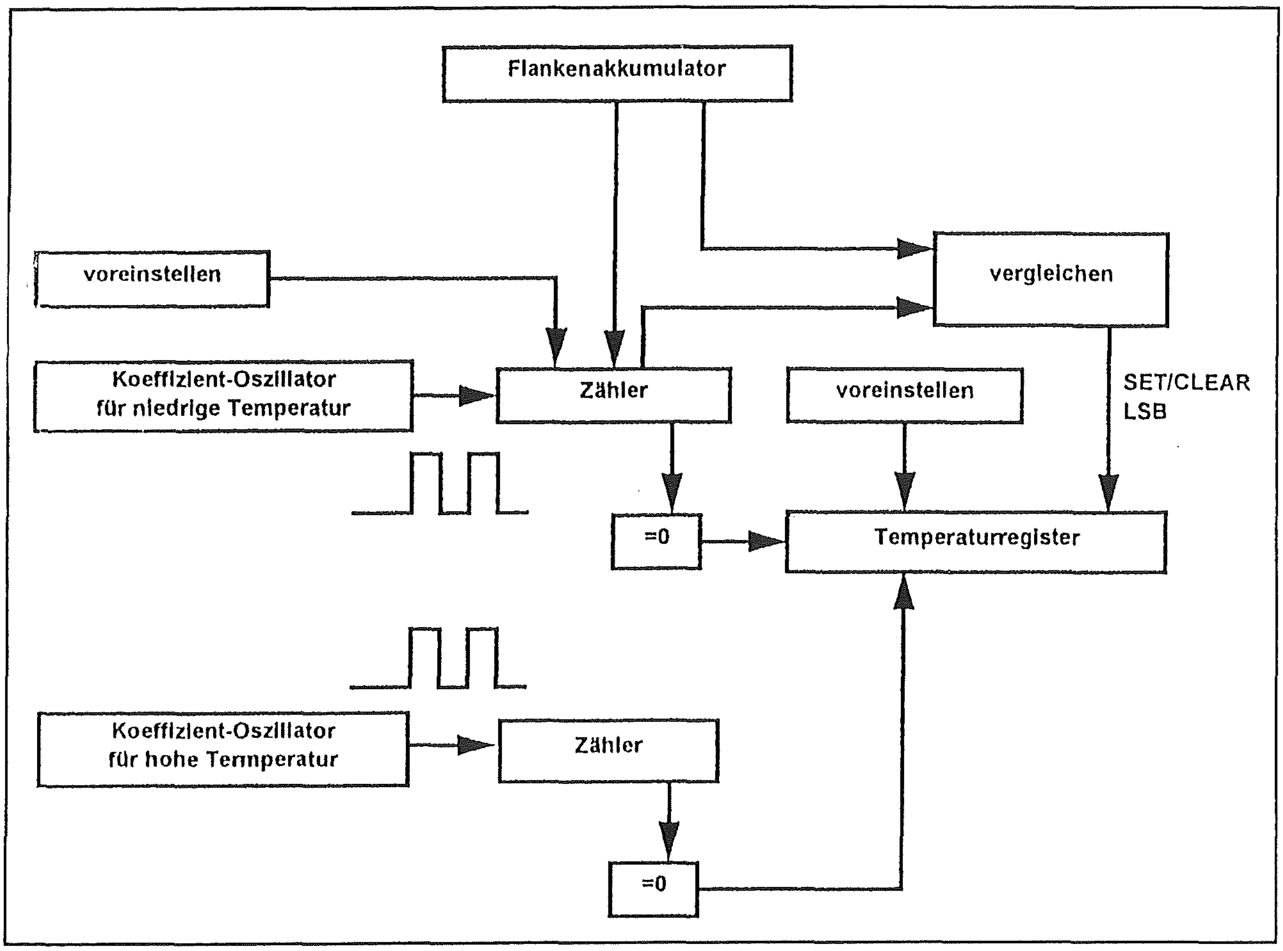


Figuur 6/50.22-4: Het voeden van meerdere chip's via de V_{DD}-pennen.



Figuur 6/50.22-5: Het verloop van de meetnauwkeurigheid in functie van de gemeten temperatuur.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer



Figuur 6/50.22-6: Het systeem waarmee de DS1820 temperaturen meet.

De specificaties

De technische specificaties van de DS1820 kunnen als volgt worden samengevat.

- voedingsspanning V_{DD}:
  +2,8 V min., +5,5 V max.
- voedingsstroom:
  1,5 mA max.
- standby stroom:
  250 nA max. tot +70 °C
  5 µA max. bij +125 °C
- belastingsstroom interface:
  5 µA max.
- belastingscapaciteit interface:
  25 µF max.
- logische "L":
  +0,8 V max.
- logisch "H":
  +2,0 V min.
- meetbereik:
  -55 °C tot +125 °C
- meetfout:
  +/-0,5 °C max.
- meetcyclus:
  200 ms typisch
  500 ms max.
- lezen van gegevens:
  15 µs max.
- recovery tijd:
  1 µs min.
- reset naar "H":
  480 µs min.
- reset naar "L":
  480 µs min.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer

De nauwkeurigheid

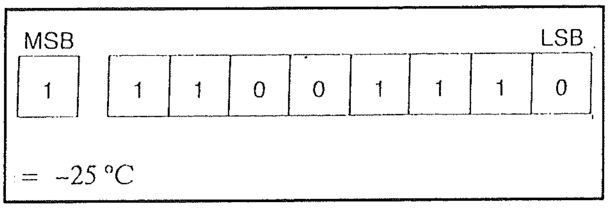
De gemiddelde nauwkeurigheid van de temperatuurmeting wordt opgegeven als +/-0,5 °C. Dat geldt echter alleen voor "normale" temperaturen tussen -15 °C en +50 °C. Meet men lager of hoger, dan neemt de onnauwkeurigheid nogal toe, zoals blijkt uit figuur 6/50.22-5.
De gearceerde gebieden geven de door de fabrikant gespecificeerde nauwkeurigheidsgrenzen weer. De volle lijn geeft de gemeten nauwkeurigheid voor een aantal sensoren.

Het meten van temperaturen

In figuur 6/50.22-6 is het blokschema getekend van de eigenlijke temperatuurmeter in de chip. Er wordt een zeer eigenzinnige methode toegepast. De DS1820 telt namelijk de pulsen die door een uiterst temperatuurstabiele multivibrator worden gegenereerd. De teltijd wordt bepaald door de uitgangspulsen van een tweede oscillator, die echter een zeer hoge temperatuurscoëfficiënt heeft.
Het verband tussen de frequentie van deze oscillator en de temperatuur verloopt natuurlijk niet lineair, maar parabolisch. Om dit niet-lineaire verband te compenseren wordt gebruik gemaakt van een speciale schakeling, die voor iedere temperatuur het aantal pulsen definieert dat gegenereerd moet worden alvorens de inhoud van de teller verhoogd wordt. De berekeningen die in de chip worden uitgevoerd garanderen een oplossend vermogen van 0,5 °C. De temperatuur wordt uitgelezen als twee-complements 16 bit woord met voorteken. In de tabel van figuur 6/50.22-7 wordt het verband gegeven tussen de temperatuur van de chip en de samenstelling van dit woord. Het LSB definieert de temperatuur achter de komma als xxx,0 °C of xxx,5 °C, zodat de uitgangsgegevens kunnen worden samengevat tot het 9 bit formaat dat in figuur 6/50.22-8 is voorgesteld.

Temperatur	digitaler Ausgang (binär)	digitaler Ausgang (hex)
+125 °C	00000000 11111010	00FA
+25 °C	00000000 00110010	0032h
+0,5 °C	00000000 00000001	0001h
+0 °C	00000000 00000000	0000h
-0,5 °C	11111111 11111111	FFFFh
-25 °C	11111111 11001110	FFCEh
-55 °C	11111111 10010010	FF92h

Figuur 6/50.22-7: Het verband tussen de gemeten temperatuur e de samenstelling van het 16 bit woord.



Figuur 6/50.22-8: Het resulterende 9 bit brede woord.

Het MSB, dat de polariteit van de temperatuur definieert, wordt naar alle bits van het bovenste byte gecopieerd.

Verhogen van de resolutie

Hoewel de DS1820 de temperatuur uitleest met een resolutie van +/-0,5 °C kan men door wat eenvoudige wiskunde toe te passen de resolutie verhogen. De werkwijze is als volgt.

- Lees de temperatuur uit, verwijder het LSB (het +/-0,5 °C bit) en noem de resterende waarde TEMP_READ.
- Lees de in het geheugen resterende waarde uit en noem deze COUNT_REMAIN.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer

$$\text{Temperatur} = \text{TEMP_READ} - 0{,}25 + \frac{(\text{COUNT_PER_C} - \text{COUNT_REMAIN})}{\text{COUNT_PER_C}}$$

Figuur 6/50.22-9: De formule voor het nauwkeurig berekenen van de temperatuur.

- Bepaal dan het aantal tellingen per °C voor deze temperatuur, COUNT_PER_C.

Uit deze drie waarden kan de temperatuur berekend worden volgens de formule die is voorgesteld in figuur 6/50.22-9.

De drempels TL en TH

Nadat de DS1820 een meetcyclus heeft uitgevoerd en de actuele temperatuur in het interne register is opgeborgen, wordt deze waarde vergeleken met de twee drempelwaarden TL en TH. Ook deze waarden worden opgeslagen in interne registers. Deze zijn echter slechts 8 bit breed, hetgeen betekent dat het LSB (de +/-0,5 °C waarde) niet bij de vergelijking wordt betrokken. Als de gemeten temperatuur hoger is dan TH of lager dan TL wordt een alarm-bit geset. Dit bit wordt bij iedere temperatuursmeting geactualiseerd. Als dit bit geset is zal de chip reageren op het commando dat de waarde van dit bit opvraagt. Hierdoor is het mogelijk diverse identieke chip's op één lijn te schakelen en deze individueel uit te lezen. Als de temperatuur ergens de ingestelde waarden overschrijdt kunnen de alarm gevende chip's gemakkelijk geïdentificeerd worden zonder dat de niet alarm gevende chip's uitgelezen moeten worden.

De 64 bit identificatie code

Iedere DS1820 bevat een specifieke ROM-code die 64 bits lang is. Deze code is als volgt samengesteld.

- Eerste 8 bits:
  Deze bevatten een familie-code, in dit geval 10_{HEX} voor de Dallas familie van eendraads interfaces.
- Volgende 48 bits:
  Deze vormen een individueel serienummer.
- Laatste 8 bits:
  Deze vormen een CRC proefsom over de eerste 56 bits.

Het ROM protocol

De DS1820 is niet benaderbaar alvorens het ROM protocol is uitgevoerd. Dit protocol moet uitgevoerd worden door de busmaster en is voorgesteld figuur 6/50.22-10.

De busmaster moet de volgende instructies geven:

- ROM lezen;
- ROM vergelijken;
- ROM doorzoeken;
- ROM overslaan;

of

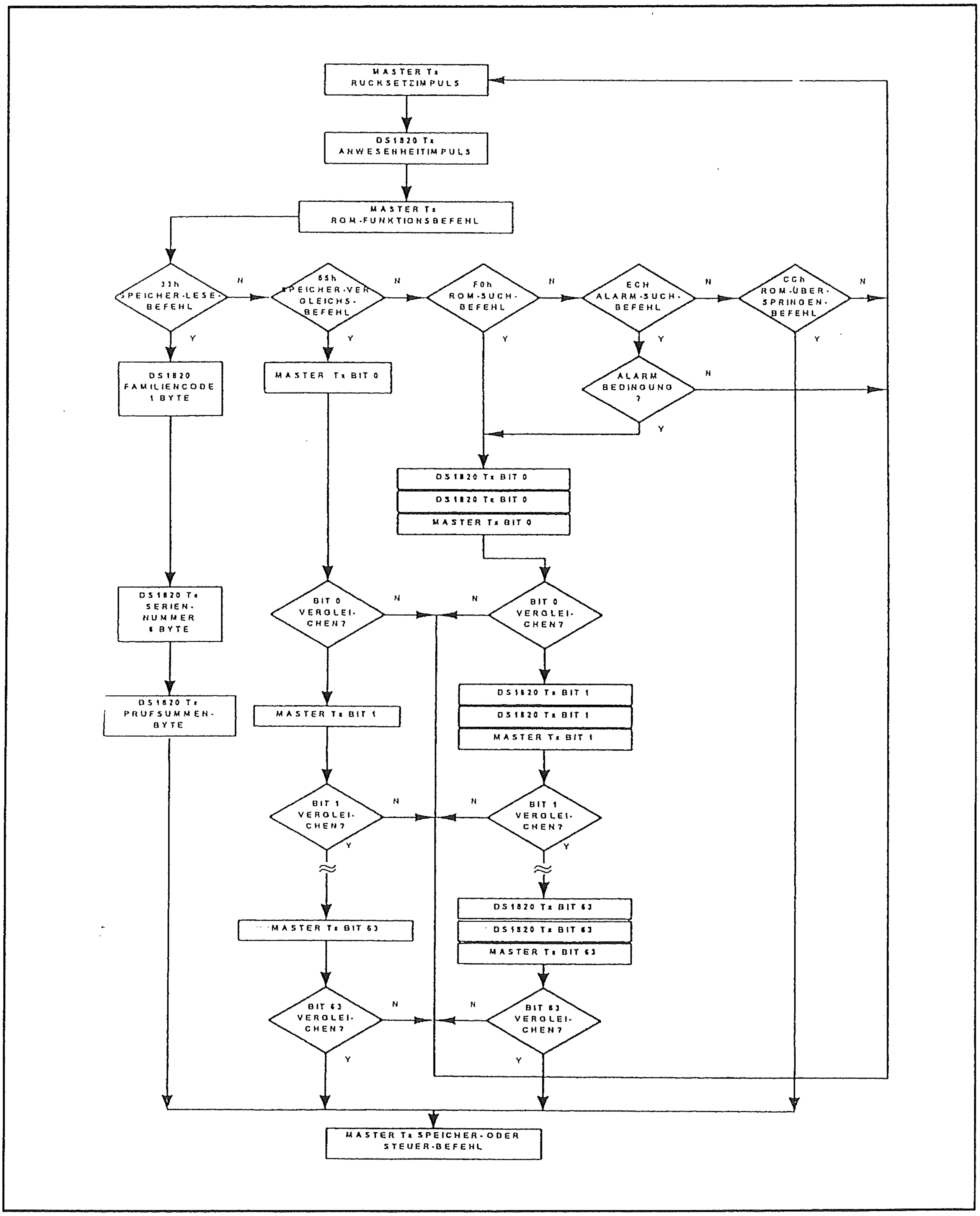
- Alarmbit aanspreken.

Nadat dit protocol is doorlopen zijn de voor de DS1820 specifieke functies toegankelijk en kan de busmaster de zes geheugen- en stuurcommando's uitvoeren.

De CRC proefsom

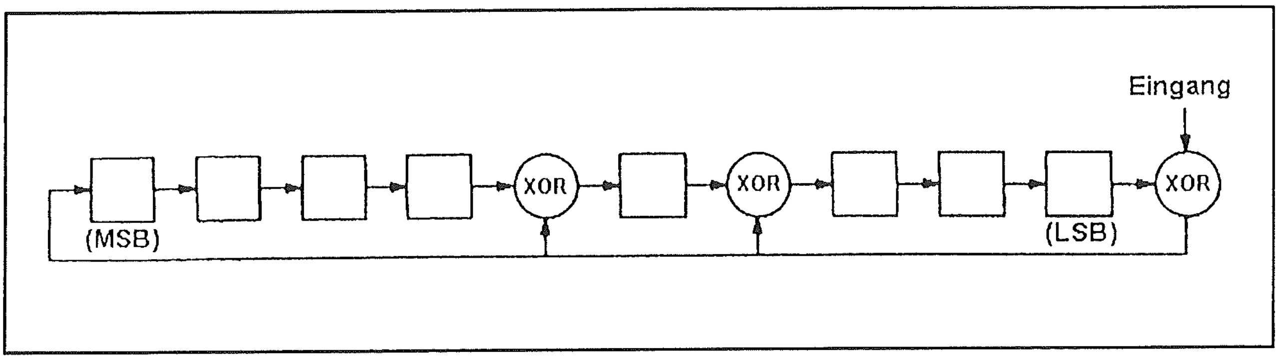
De acht hoogste bits uit het ROM-register bevatten de acht bit lange CRC proefsom. De busmaster kan uit de 56 eerste bits een proefsom berekenen en deze nadien vergelijken met deze die in de chip is opgeslagen.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer



Figuur 6/50.22-10: Het ROM protocol.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer



Figuur 6/50.22-11: Het berekenen van de proefsom.

Temporärspeicher	Byte	EERAM
Temperatur LSB	0	
Temperatur MSB	1	
TH/Benutzer-Byte 1	2	TH/Benutzer-Byte 1
TL/Benutzer-Byte 2	3	TL/Benutzer-Byte 2
Kopie TH	4	
Kopie TL	5	
verbleibender Zählerwert	6	
zählen per °C	7	
Prüfsumme	8	

Figuur 6/50.22-12: De geheugen samenstelling van de DS1820.

De proefsom kan berekend worden aan de hand van onderstaande formule:
$CRC = X^8 + X^5 + X^4 + 1$
De proefsom kan hardwarematig gegenereerd worden met een schakeling die volgens figuur 6/50.22-11 bestaat uit een schuifregister en een EXOR-poort. Alle uitgangen van het schuifregister staan initieel op "L". Nadien worden de bits van de familie-code in het register geschoven, gevolgd door de bits van het serienummer. Nadat het 48e bit van deze code is ingelezen, bevat het schuifregister de proefsom. Het nadien inlezen van de 8 bits van de CRC-code heeft tot gevolg dat alle bits van het schuifregister weer naar "L" gaan.

Het intern geheugen

De organisatie van het intern geheugen van de DS1820 is geschetst in figuur 6/50.22-12. Het geheugen is samengesteld uit RAM en uit niet-vluchtig EERAM, waarin de waarden van de twee drempels TL en TH worden bewaard. Alle gegevens die de chip uitleest worden eerst in het RAM-geheugen opgeborgen en vandaar uitgevoerd naar de eendraads interface. Ook de waarden van TH en TL worden vanuit het EERAM naar het RAM gekopieerd, zodat zij in- en uitgelezen kunnen worden.

Afvragen van de voedingstoestand

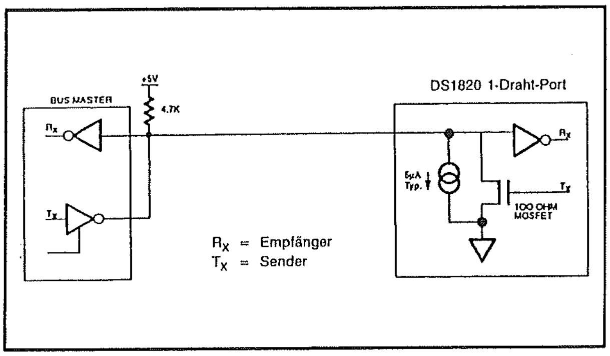
De DS1820 kan aan de busmaster mededelen hoe hij van voedingsspanning voorzien wordt. De busmaster moet eerst het commando "ROM OVERSLAAN" uitzenden, nadien het commando voor het lezen van de voedingstoestand en tot slot het commando voor het uitlezen van het tijdvenster. De DS1820 zet vervolgens een "L" op de lijn als hij "paracitaire" gevoed wordt en een "H" als hij via de V_{DD}-pen gevoed wordt.

De eendraads architectuur

De eendraads interface heeft, per definitie, maar één leiding waarlangs al het dataverkeer moet lopen. Als er maar één chip toegepast wordt zijn de problemen

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer

minimaal. Aders wordt het als er meerdere sensoren in het systeem zijn opgenomen. Om de data-communicatie in goede banen te leiden moet ieder component dat op de interface is aangesloten een open-collector of tri-state uitgang hebben. Een dergelijke architectuur vereist een pull-up weerstand van ongeveer 5 kΩ naar de voedingsspanning. De rusttoestand van de interface is dus "H". Als de bus meer dan 480 µs naar "L" getrokken wordt, zullen alle op het systeem aangesloten sensoren gereset worden.
In figuur 6/50.22-13 is de standaard uitvoering van de DS-architectuur voorgesteld.



Figuur 6/50.22-13: De standaard hardware configuratie van de DS1820.

Het software protocol

Het software protocol beslaat vier fundamentele stappen:
- initialisering;
- ROM commando's;
- geheugen commando's;
- data-verkeer.

Initialisering

Alle activiteiten op de eendraads bus beginnen met een initialisering van het systeem. Deze sequentie start met een resetpuls die door de busmaster uitgezonden wordt. De slaves antwoorden met aanwezigheidspulsen, die de busmaster ervan overtuigen dat de sensoren op het systeem aangesloten zijn en goed werken.

ROM commando's

Nadat de busmaster de aanwezigheid van een sensor herkend heeft, moeten de vijf ROM commando's verzonden worden. Deze zijn acht bit lang en zijn samengevat in het schema van figuur 6/50.22-10.

- ROM lezen, 33_{EX}
  Deze instructie stelt een busmaster in staat de 8 bit familie-code, het 48 bit serienummer en de 8 bit proefsom uit de ROM van de sensor te lezen. Deze instructie kan alleen gegeven worden als er maar één sensor aan de bus hangt. Zijn er namelijk meerdere sensoren aanwezig, dan zullen deze gelijktijdig antwoorden, waardoor het data-verkeer op de bus in de war komt.
- ROM vergelijken, 55_{HEX}
  Met deze instructie kan de busmaster een specifieke DS1820 adresseren. Deze code bestaat uit een 64 bit woord, gelijk aan de code die in de ROM van de sensor zit opgeslagen. Alleen de sensor, waarvan de ROM-code gelijk is aan het door de busmaster uitgezonden woord zal reageren op daaropvolgende instructies.
- ROM overslaan, CC_{HEX}
  Met deze instructie kan men in een systeem waar slechts één sensor aanwezig is tijd besparen. Na het uitzenden van dit commando is het niet noodzakelijk de ROM vergelijking code uit te zenden om de ene sensor te activeren.
- ROM-code opvragen, $F0_{HEX}$
  De busmaster kan uiteraard niet weten welke sensoren in een systeem aanwezig zijn. Met deze instructie kan de busmaster de 64 bit identificatie-code van alle sensoren opvragen.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer

- Alarm-code opvragen, EC_{HEX}
  Na het uitzenden van deze instructie zullen alle sensoren antwoorden, die een temperatuur hebben gemeten die lager is dan TL of hoger is dan TH.

Voorbeeld van een software protocol
Als voorbeeld wordt een systeem behandeld, waarbij vier sensoren op de eendraads interface zijn aangesloten. De ROM-codes van deze sensoren beginnen met onderstaande bit-sequenties:
- sensor 1:
  "L"-"L"-"H"-"H"-"L"-"H"-"L"-"H"-....
- sensor 2:
  "H"-"L"-"H"-"L"-"H"-"L"-"H"-"L"-....
- sensor 3:
  "H"-"H"-"H"-"H"-"L"-"H"-"L"-"H"-.....
- sensor 4:
  "L"-"L"-"L"-"H"-"L"-"L"-"L"-"H"-.....

Het proces bestaat steeds uit een herhaling van een eenvoudige routine:
- lezen van een bit;
- lezen van het complement van dit bit;
- schrijven van de voor dit bit gewenste waarde.

De busmaster moet deze eenvoudige routine voor ieder bit van de ROM uitvoeren. Na een volledige routine kent de busmaster de waarde van één bit uit de ROM.
- Stap 1
  De busmaster start de initialisatieprocedure door een reset ("L") op de lijn te zetten. Alle sensoren reageren door gelijktijdig hun aanwezigheidspulsen uit te zenden.
- Stap 2
  De busmaster geeft dan het ROM lezen commando.
- Stap 3
  De busmaster leest een bit van de eendraads interface. Iedere sensor zet op dit moment de waarde van het eerste bit van zij ROM-code op de bus. Dit geeft uiteraard problemen, maar dank zij de structuur van de bus kunnen deze problemen gemakkelijk opgelost worden. Sensor 1 en sensor 4 zetten dus een "L" op de bus, met andere woorden de bus wordt naar "L" getrokken. Sensor 2 en sensor 3 willen een "H" op de bus zetten, maar omdat de bus "L" is getrokken heeft dit geen effect. De busmaster leest dus een "L" van de bus.
- Stap 4
  De busmaster vraagt vervolgens om de volgende gegevens. Alle sensoren zetten nu het complement van het eerste bit van hun ROM-code op de bus. Sensor 1 en sensor 4 zetten dus een "H" op de bus, sensor 2 en sensor 3 een "L", waardoor de bus weer naar "L" word getrokken. De busmaster herkent weer deze "L" en besluit dat er sensoren aanwezig zijn die als eerste bit een "L" hebben en anderen die als eerste bit een "H" hebben.
  De vier mogelijke gelezen combinaties kunnen door de busmaster als volgt geïnterpreteerd worden:
  - "L"-"L":
    de sensoren hebben op dit bit van hun ROM-code verschillende waarden
  - "L"-"H":
    alle sensoren hebben op dit bit van hun ROM-code een "L"
  - "H"-"L":
    alle sensoren hebben op dit bit van hun ROM-code een "H"
  - "H"-"H":
    er zijn geen sensoren aanwezig of de aanwezige sensoren hebben om de een of andere reden niet gereageerd
- Stap 5
  De busmaster schrijft een "L". Deze deactiveert de sensoren 2 en 3, waardoor alleen de sensoren 1 en 4 actief blijven.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer

- Stap 6
  De busmaster herhaalt de routine en ontvangt een "L", gevolgd door een "H".
  Hieruit besluit de routine dat de twee actieve sensoren 1 en 4 een ROM-code hebben die met een "L" start.
- Stap 7
  De busmaster schrijft weer een "L" op de lijn, zodat de twee sensoren 1 en 4 aangesloten blijven.
- Stap 8
  De busmaster voert twee leescycli uit en ontvangt twee "L" bits. Dit wijst er op dat de derde bits van de ROM-codes van de aangesloten sensoren zowel "L" als "H" bevatten.
- Stap 9
  De busmaster schrijft een "L", waardoor sensor 1 gede-activeerd wordt. Sensor 4 is nu de enige actieve sensor.
- Stap 10
  De busmaster leest de overblijvende bits van sensor 4 uit en kan deze sensor, indien gewenst, verder benaderen.
  Hiermee is de eerste cyclus afgesloten waardoor één van de aangesloten sensoren volledig geïdentificeerd is.
- Stap 11
  De busmaster start een nieuwe sequentie, waarbij de stappen 1 tot en met 8 herhaald worden.
- Stap 12
  De busmaster schrijft een "H" op de lijn, waardoor sensor 4 word uitgeschakeld en sensor 1 wordt geactiveerd.
- Stap 13
  De busmaster leest de overige ROM-bits van deze sensor en communiceert, indien gewenst, met deze sensor. Hiermee is de identificatie van de tweede sensor op de bus een feit.
- Stap 14
  De busmaster start een derde sequentie, waarbij de stappen 1 tot en met 3 herhaald worden.
- Stap 15
  De busmaster schrijft een "H" op de lijn.
  Hierdoor worden de sensoren 1 en 4 gede-activeerd, zodat alleen sensor 2 en sensor 3 overblijven.
- Stap 16
  De sensor voert weer twee routines uit en ontvangt twee "L"-waarden.
- Stap 17
  De busmaster schrijft een "H" op de lijn, waardoor sensor 3 wordt gedeactiveerd en alleen sensor 2 overblijft.
- Stap 18
  De sensor leest alle ROM-bits van deze sensor uit en communiceert, indien gewenst, met deze sensor. Hiermee is de derde cyclus afgesloten en de derde sensor geïdentificeerd.
- Stap 19
  De busmaster star een volgende routine, waarbij de stappen 14 en 15 herhaald worden.
- Stap 20
  De busmaster schrijft een "H" op de lijn. Deze schakelt sensor 2 uit, zodat alleen sensor 3 overblijft.
- Stap 21
  De busmaster leest de ROM-code van deze sensor uit en communiceert, indien gewenst, met deze sensor.

Opmerking
Bij ieder cyclus kan de busmaster slechts één sensor identificeren. Men kan berekenen dat de totale tijd voor het identificeren van één sensor gelijk is aan:
960 µs + (8 + 3*64)*61 µs = 13,16 ms
In uitgebreide systemen is de busmaster dus in staat 75 sensoren binnen één seconde te identificeren!

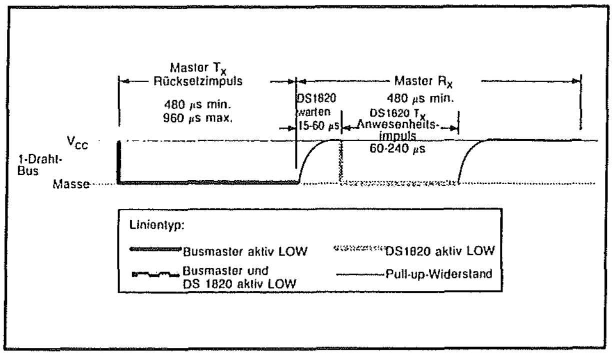
50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer

I/O-signalen en hun timing

Het zal duidelijk zijn dat een systeem met DS1820 sensoren exacte protocollen met exacte timing vereist. Het protocol bestaat uit verschillende soorten signaaltransport over de ene lijn:

- resetpuls;
- aanwezigheidpuls;
- "L" schrijven;
- "H" schrijven;
- "L" lezen;
- "H" lezen.

Op de aanwezigheidpuls na worden al die signalen door de busmaster gegenereerd. Als voorbeeld is in figuur 6/50.22-14 de timing van een reset-cyclus getekend. De busmaster trekt de eendraads lijn naar "L" gedurende minimaal 480 µs en maximaal 960 µs. Nadien maakt de busmaster de lijn vrij en wacht op een antwoord. De lijn wordt onmiddellijk via de pull-up weerstand naar "H" getrokken. De DS1820 herkent de "L" naar "H" flank op de bus, wacht 15 µs tot 60 µs en zendt nadien zijn aanwezigheidpuls uit een 60 µs tot 240 µs lang "L" signaal.



Figuur 6/50.22-14: De reset timingcyclus.

Geheugeninstructies

Na het herkennen van een sensor door de busmaster kan deze de sensor eventueel verder benaderen. Dat komt er op neer dat instructies worden uitgezonden, die de geheugeninhoud van de sensor manipuleren.

De volledige cyclus van de geheugenbenadering is samengevat in het flow-diagram van de figuren 6/50.22-15, -16 en -17.

Tijdelijk geheugen beschrijven, $4E_{HEX}$

Deze instructie schrijft naar het tijdelijk geheugen in de DS1820, beginnend bij adres 2.

Dat wil zeggen dat de twee bytes die nadien op de bus worden gezet in de adressen 2 en 3 van dit geheugen worden opgeslagen.

Tijdelijk geheugen uitlezen, BE_{HEX}

Het uitlezen start bij adres 0 en gaat verder tot en met adres 9. Door het geven van een reset kan het proces afgebroken worden.

Tijdelijk geheugen kopiëren, 48_{HEX}

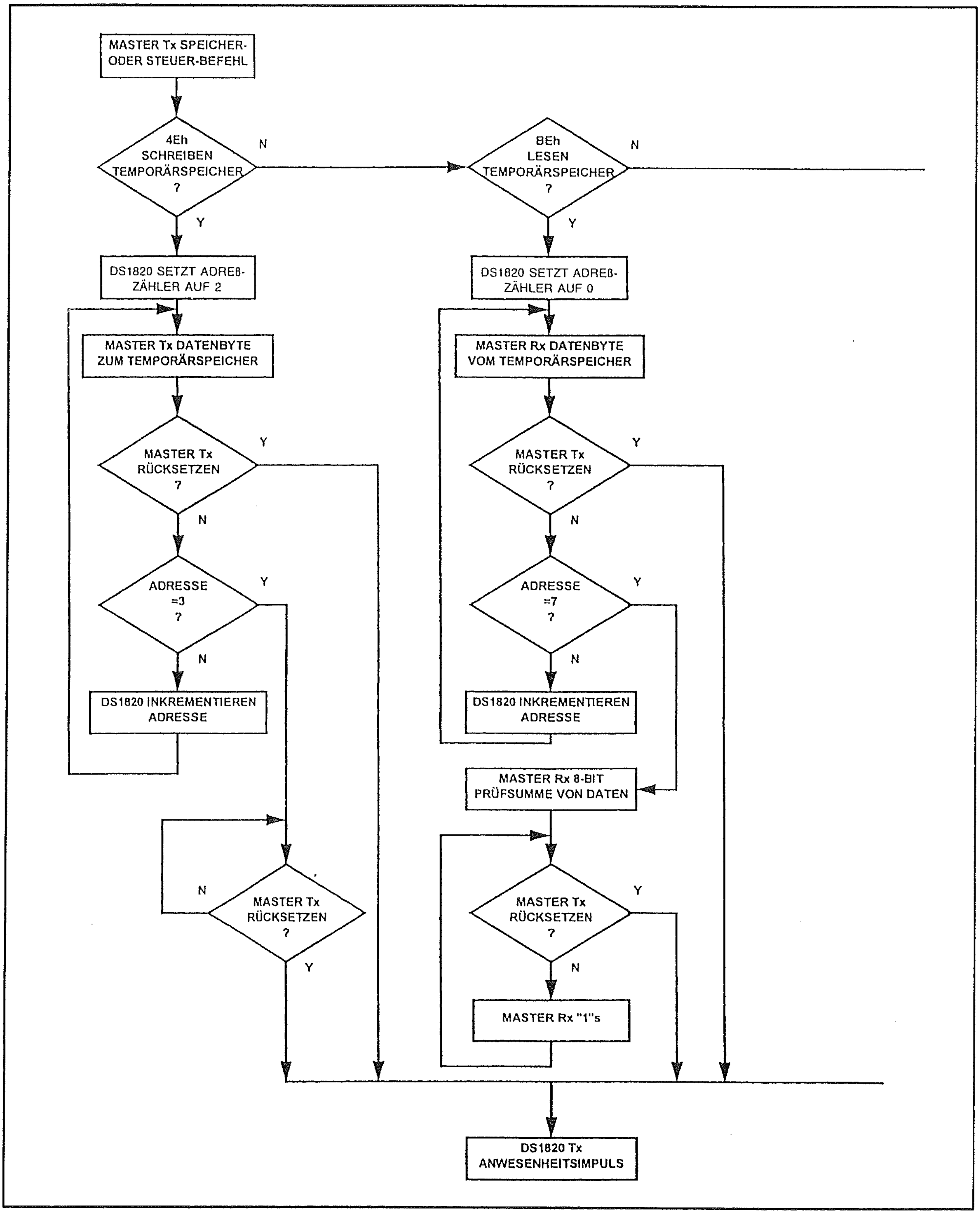
De inhoud van het tijdelijk geheugen wordt gecopieerd naar het EERAM in de chip. Deze instructie kan gebruikt worden om de temperaturen TL en TH in de chip in te lezen. De chip reageert met een "H" als het proces klaar is. Wordt gebruik gemaakt van "paracitaire" voeding, dan moet de busmaster na dit proces gedurende minstens 10 ms de bus via een actieve pull-up aan de voeding leggen.

Temperatuur meten, 44_{HEX}

Deze instructie start een temperatuur meetcyclus. De chip word non-actief gedurende deze cyclus en geeft een "H" op de bus als de temperatuur in het geheugen is opgeslagen.

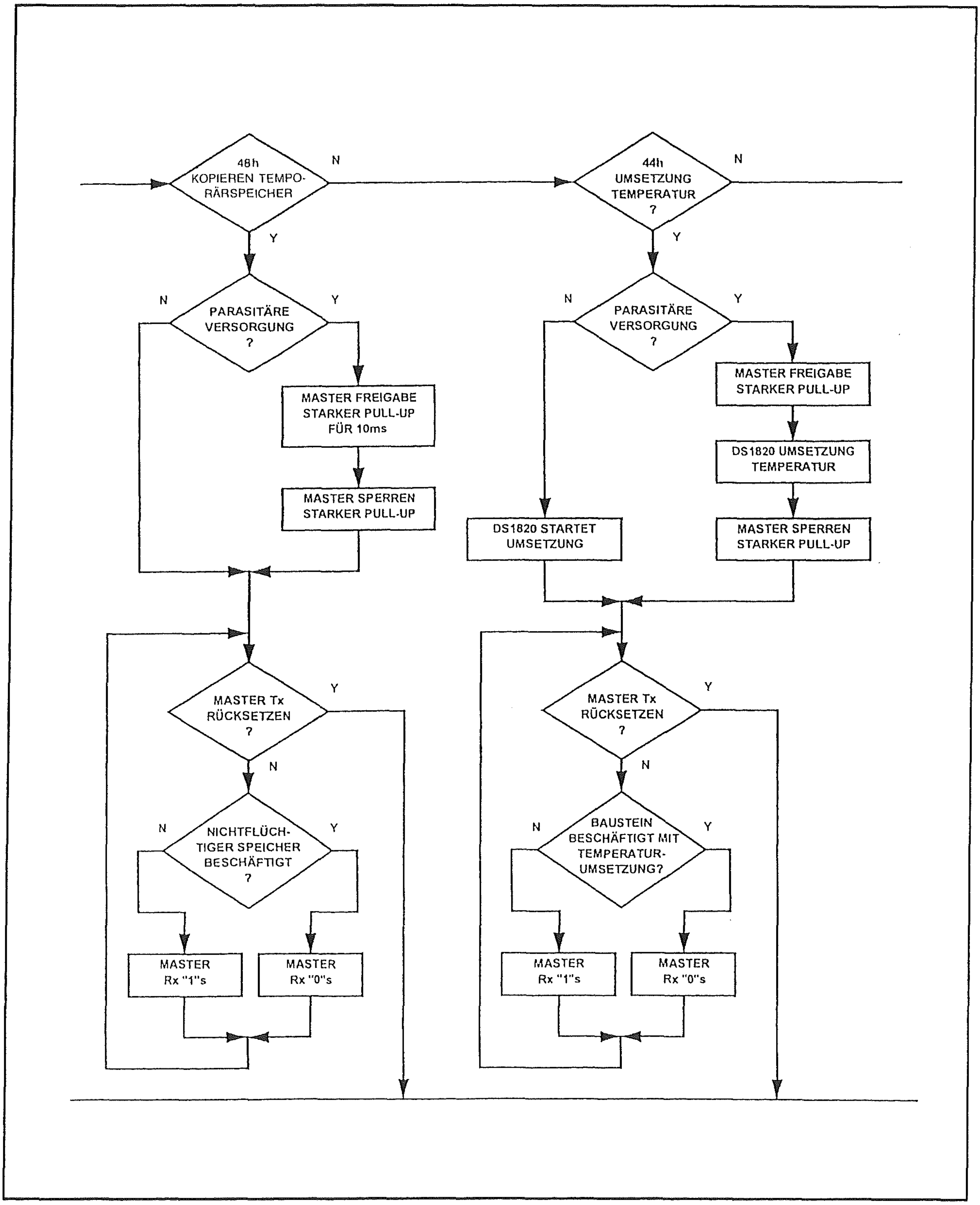
Bij "paracitaire" voeding moet de busmaster nadien onmiddellijk gedurende minstens 500 ms een actieve pull-up naar de voeding uitvoeren. De cyclus duurt maximaal 500 ms.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer



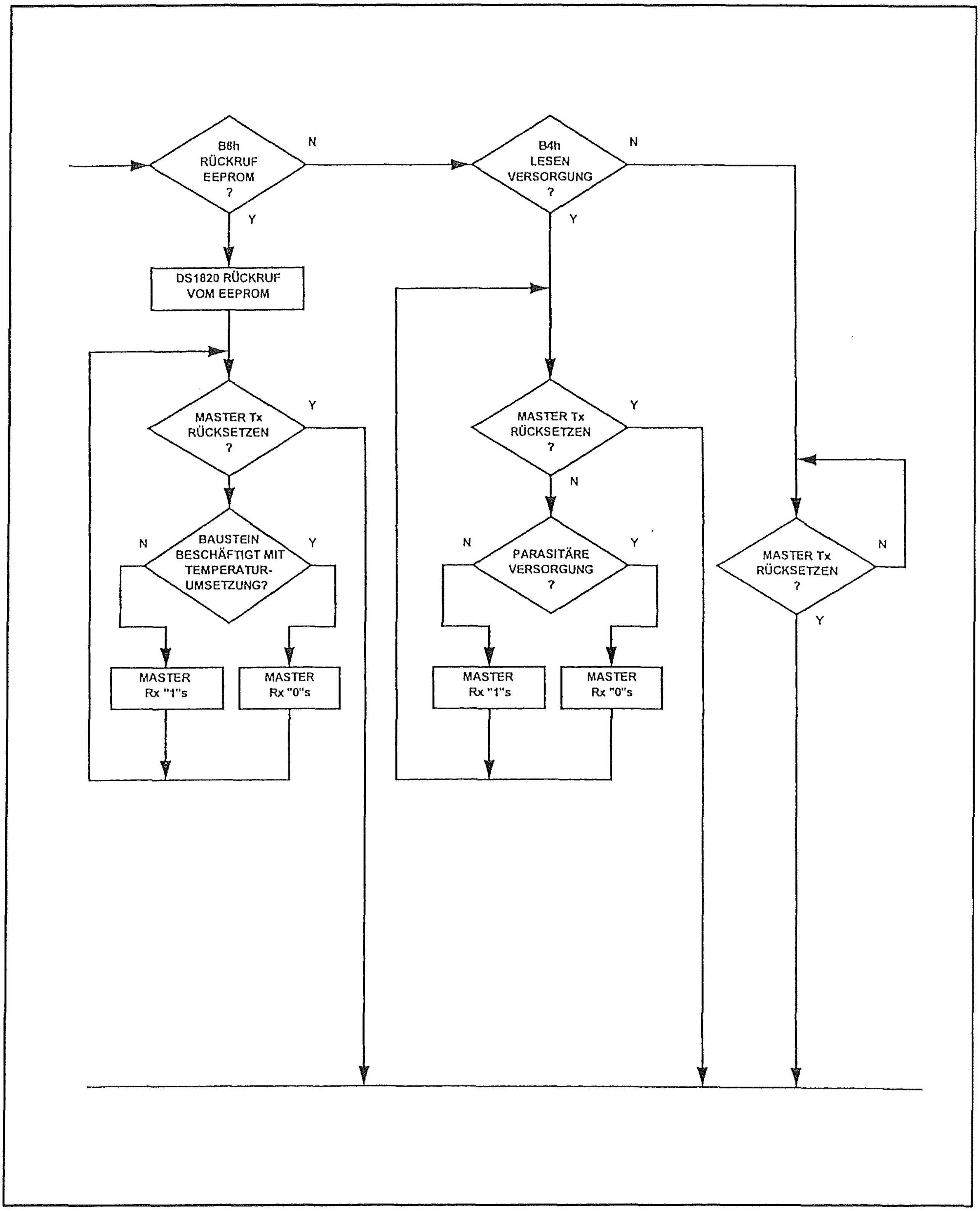
Figuur 6/50.22-15: Flow-diagram van de geheugenbenadering, deel 1.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer



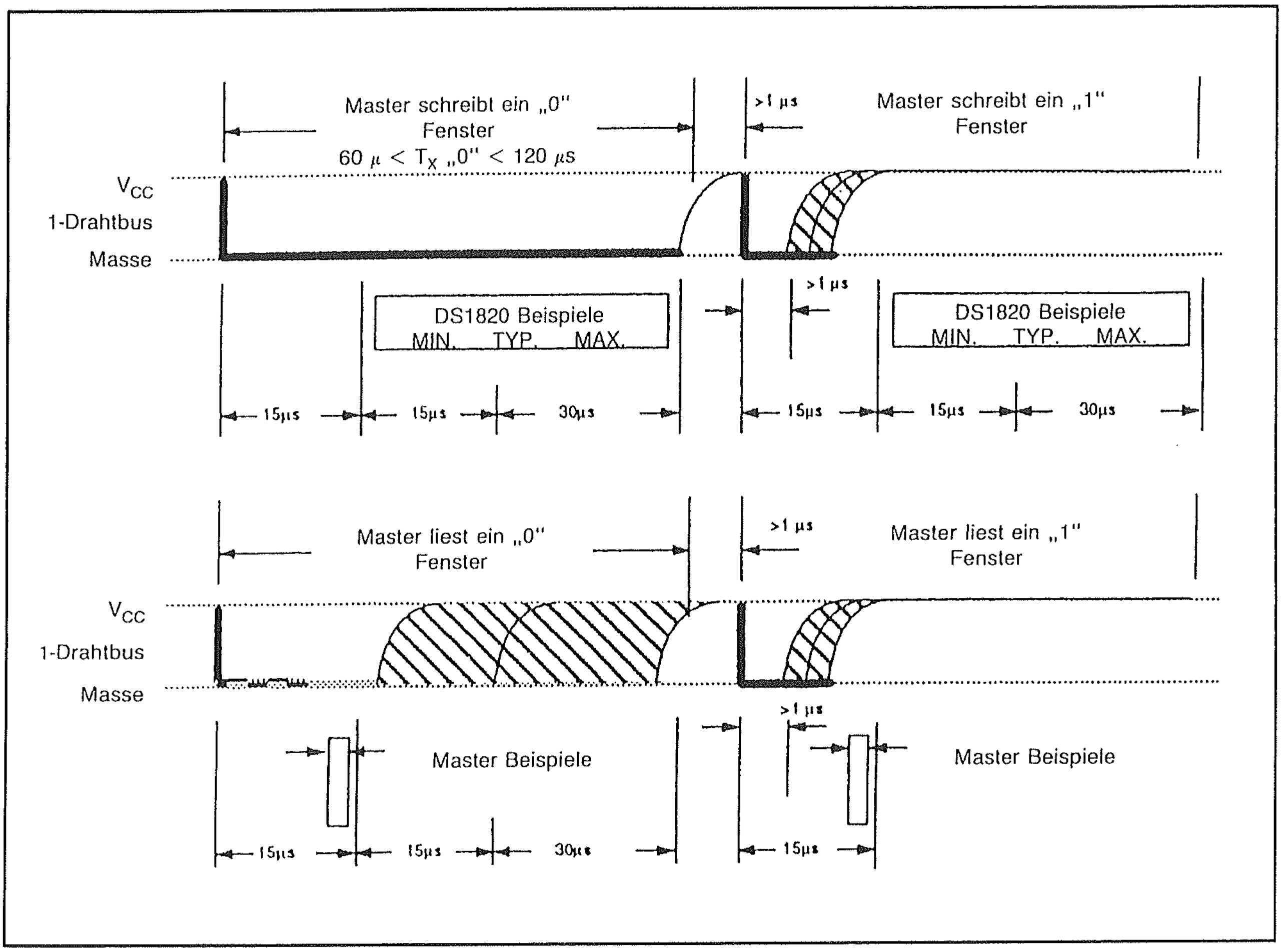
Figuur 6/50.22-16: Flow-diagram van de geheugenbenadering, deel 12.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer



Figuur 6/50.22-17: Flow-diagram van de geheugenbenadering, deel 3.

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer



Figuur 6/50.22-18: De timing voor het schrijven naar en lezen uit het geheugen.

EERAM terugroepen, B_{HEX}

Deze instructie zet de in EERAM opgeslagen temperatuurwaarden terug naar het tijdelijk geheugen, zodat deze eventueel uitgelezen kunnen worden. Deze instructie wordt automatisch uitgevoerd bij het initialiseren van de chip, zodat men deze waarden onmiddellijk kan uitlezen.

Voedingsstatus uitlezen, $B4_{HEX}$

Met deze instructie kan de busmaster de status van de voeding van de chip uitlezen. Bij "paracitaire" voeding levert de chip een "L", bij externe voeding een "H".

Timing van de geheugenbenadering

De busmaster moet zogenoemde "tijdvensters" inlassen voor het lezen van of schijven naar het geheugen van de DS1820. Deze timing is gedetailleerd voorgesteld in figuur 6/50.22-18.

Een tijdvenster voor het schrijven van een "L" wordt ingeleid als de busmaster de eendraads interface van "H" naar "L" trekt. Deze "L" moet minimaal 60 µs en maximaal 120 µs breed zijn. Tussen twee van dergelijke vensters moet minimaal 1 µs "H" zitten. De DS1820 reageert na maximaal 15 µs op het venster en zal de

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer

"L" na minimaal 15 µs en maximaal 45 µs overnemen.
Een tijdvenster voor het schrijven van een "H" wordt ingeleid als de busmaster de eendraads interface gedurende maximaal 15 µs naar "L" trekt. De DS1820 reageert weer na maximaal 15 µs en leest nadien uiteraard een "H" van de lijn.
Uit de onderste grafieken van figuur 6/50.22-18 kan men de timing van de tijdvensters afleiden als het de bedoeling is dat de busmaster gegevens uit de DS1820 inleest.

Software
Door Dallas is een Windows-programma ontwikkeld, waarmee men een DS1820 systeem volledig vanuit de PC kan besturen. Men kan de ROM-gegevens met een druk op de knop uitlezen, de geheugen instructies op dezelfde eenvoudige manier uitvoeren en aan iedere ROM-code een beschrijving koppelen, zoals bijvoorbeeld "sensor in kantoor" of "sensor in ketelhuis nummer 1".

50.22 DS1820, digitale "eendraads" thermometer

6/50.23

α19xx, netspaningsmonitoren

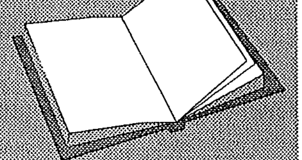
Inleiding

High Input Voltage Linear Regulator
Door Alpha Microelectronics GmbH wordt een aantal IC's op de markt gebracht onder de benaming "High Input Voltage Linear Regulator". Deze IC's zetten een gelijkspanning van maximaal 400 V tot 450 V om in een gestabiliseerde al dan niet instelbare gelijkspanning tussen 2,5 V en 70 V. In principe zijn deze IC's dus bedoeld om schakelingen rechtstreeks uit het net te voeden, zonder gebruik te maken van een transformator. De schakelingen kunnen echter slechts 10 mA leveren (één type slechts 7 mA), zodat er weinig praktische toepassingen als voedings-IC te verzinnen zijn.

Alternatief gebruik
Waar deze IC's echter wél zeer geschikt voor zijn, is voor het monitoren van de aanwezigheid van de netspanning. Met de uitgangsspanning kan men bijvoorbeeld een LED aansturen of een gevoelig optisch relais. In het laatste geval ontstaat een galvanische scheiding tussen het monitor-circuit en de schakeling die de noodzakelijke actie moet uitvoeren.

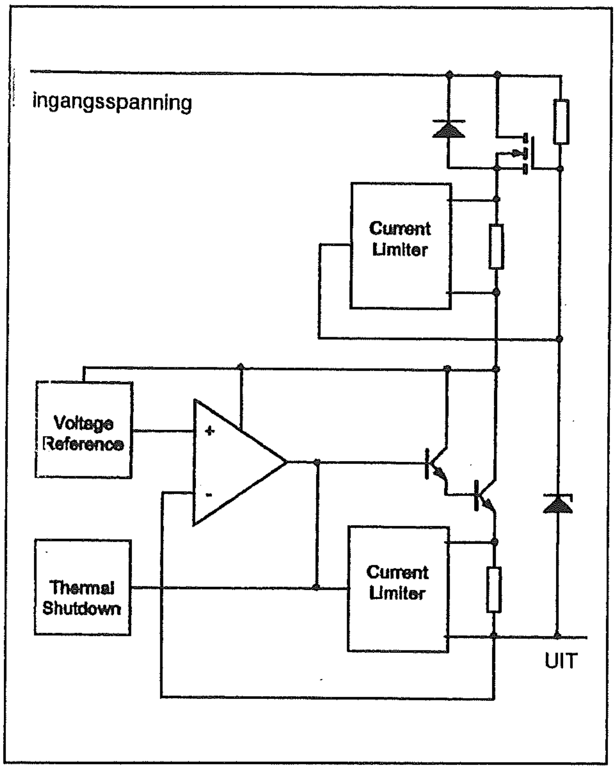
Intern blokschema
Wie leest over het omzetten van honderden V gelijkspanning in tientallen V gelijkspanning denkt onmiddellijk aan pulsgestuurde regelschakelingen, die de hoge spanning in stukjes hakken die nadien gelijkgericht worden. Het unieke aan de schakelingen van Alpha Microelectronics is dat gebruik wordt gemaakt van absoluut lineair werkende regelaars. Zoals uit het intern blokschema van figuur 6/50.23-1 blijkt, wordt de hoge ingangsspanning geregeld door een hoogspannings-MOSFET die op de gebruikelijke manier gestuurd wordt uit een als verschilversterker geschakelde operationele versterker. De uitgangsspanning (of een deel daarvan) wordt vergeleken met een interne spanningsreferentie. De interne schakelingen zijn voorzien van uitgebreide stroombegrenzingsschakelingen en thermische beveiligingen. Absoluut noodzakelijk, gelet op het grote verliesvermogen dat over de POWER-MOSFET valt. De schakelingen zijn dan ook ondergebracht in speciale DIL-behuizingen, waarvan de

LEES OOK:
Hoofdstuk 6/50.13



50.23 α19xx, netspanningsmonitoren

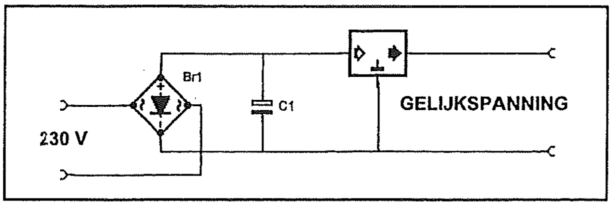
middelste pennen zijn verenigd tot koelvinnetjes.



Figuur 6/50.23-1: Het intern blokschema van de regelaars.

Praktische schakeling

De Alpha-schakelingen kunnen met een minimum aan externe onderdelen worden ingezet. In figuur 6/50.23-2 is het door de fabrikant voorgeschreven standaard-schema voorgesteld.



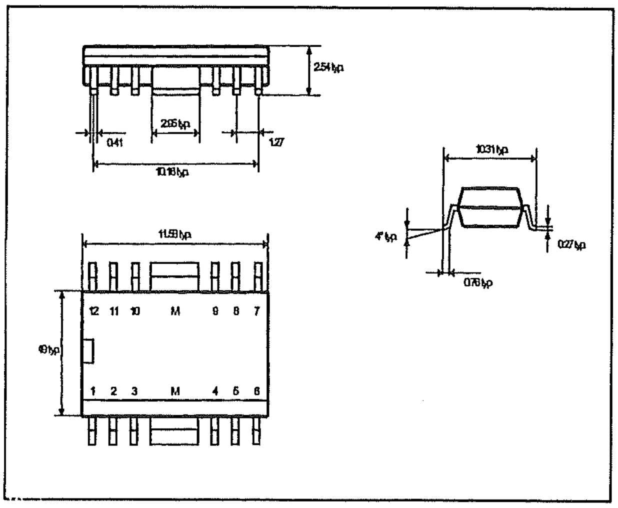
Figuur 6/50.23-2: Het toepassings-schema rond de schakelingen.

De netspanning wordt gelijkgericht met een brug, minimaal afgevlakt met de condensator C1 en aan de ingangspen van het IC aangeboden. Op de uitgangspen staat de veel lagere gestabiliseerde uitgangsspanning ter beschikking.

α1900 en α1902

Inleiding

Deze twee schakelingen zijn vrijwel indentiek. Zij zetten een primaire gelijkgerichte spanning van minimaal 34 V en maximaal 450 V om in een instelbare spanning tussen 2,5 V tot 70 V (1900) of 2,5 V tot 30 V (1902). De maximale stroomcapaciteit aan de uitgang bedraagt 10 mA voor de 1900 en 25 mA voor de 1902.
De schakelingen zijn ondergebracht in een SOP-12LP behuizing, zie figuur 6/50.23-3. De aansluitgegevens zijn weergegeven in figuur 6/50.23-4.
Het intern blokschema is volledig gelijk aan het principiële dat aan de hand van figuur 6/50.23-1 werd behandeld.



Figuur 6/50.23-3: Behuizing van de α1900 en de α1902.

Technische gegevens

De voornaamste technische gegevens van deze twee schakelingen zijn:

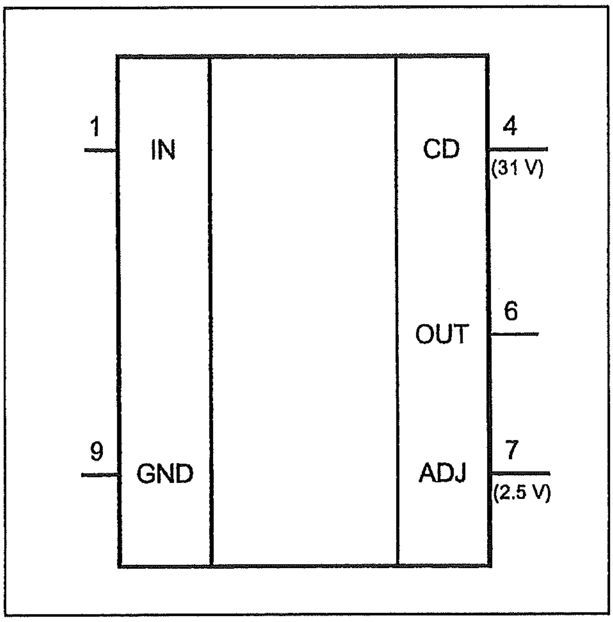
– drop-out spanning (bij 10 mA):

50.23 α19xx, netspanningsmonitoren

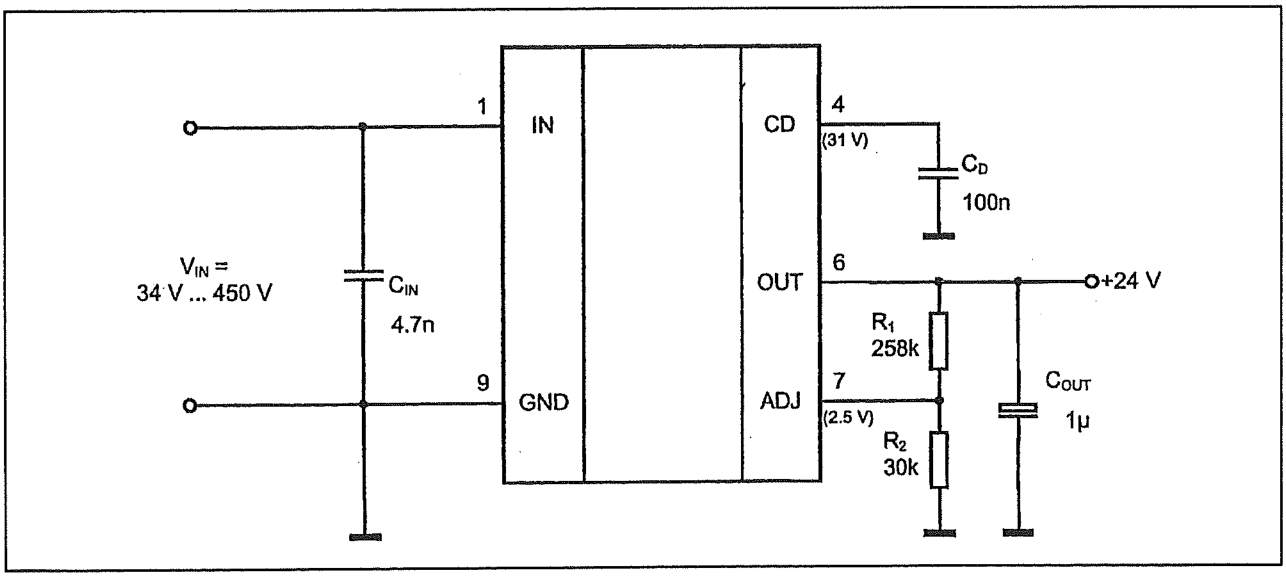
10 V max.
- interne referentiespanning: 2,5 V typisch
- ingangs-regulatie (15 V tot 400 V): 10 mV maximaal
- uitgangs-regulatie (1 mA tot 10 mA): 20 mV max.
- ruststroom: 300 µA typisch
- kortsluitstroom: 25 mA typisch
- temperatuurbereik: -25 °C min, +85 °C max.

Functie van de pennen
- Pen 1: Ingangsspanning positief
- Pen 4: Ontkoppelcondensator
- Pen 6: Uitgangsspanning positief
- Pen 7: Instelling uitgangsspanning
- Pen 9: Massa

Voorbeeld-schakeling
In figuur 6/50.23-5 is de standaard-schakeling rond de α1900 of α1902 gekend. De ingang moet gevoed worden met de gelijkgerichte netspanning. Op pen 7 moet een spanning staan die gelijk is aan de interne referentie van 2,5 V. De weerstandsverhouding R1/R2 moet zo berekend worden dat bij de gewenste uitgangsspanning pen 7 met 2,5 V gevoed wordt.



Figuur 6/50.23-4: Aansluitgegevens van de α1900 en de α1902.



Figuur 6/50.23-5: Standaard-schema rond de α1900 en α1902.

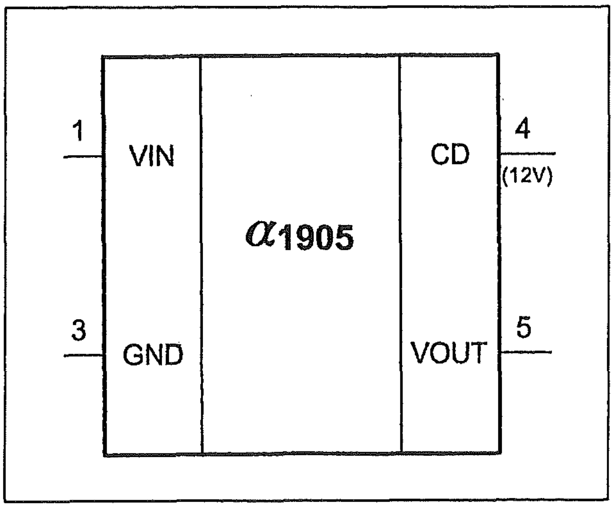
50.23 α19xx, netspanningsmonitoren

α1905

Inleiding

De α1905 is een eenvoudiger versie van de twee reeds besproken schakelingen die primair gevoed wordt met een gelijkgerichte spanning van minimaal 15 V en maximaal 400 V. Aan de uitgangspen verschijnt een gestabiliseerde gelijkspanning van 5,0 V, met een maximale stroomcapaciteit van 7 mA. Het IC is intern beschermd tegen te hoge temperatuur en kortsluiting.

De schakeling is leverbaar in een SOT223 en TO220-3 behuizing, de aansluitgegevens zijn samengevat in figuur 6/50.23-6.



Figuur 6/50.23-6: De aansluitgegevens van de α1905.

Technische gegevens

De technische gegevens van deze schakeling in het kort samengevat:

- drop-out spanning (bij 10 mA): 10 V max.
- uitgangsspanning: 5,0 V typisch
- interne referentiespanning: 2,5 V typisch
- ingangs-regulatie (15 V tot 400 V): 10 mV maximaal
- uitgangs-regulatie (1 mA tot 10 mA): 20 mV max.
- ruststroom: 300 µA typisch
- belastingsstroom: 7 mA max.
- kortsluitstroom: 50 mA typisch
- temperatuurbereik: -25 °C min, +85 °C max.

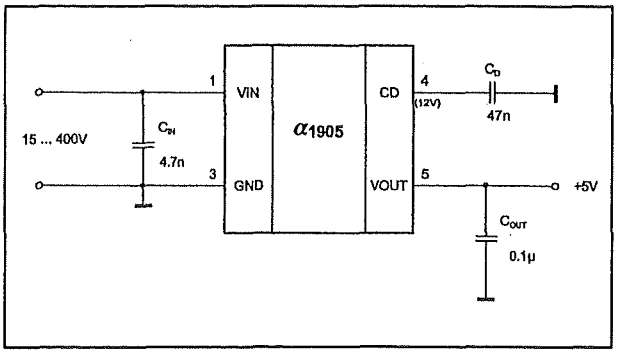
Functie van de pennen

- Pen 1: Ingangsspanning positief
- Pen 2: Niet gebruikt
- Pen 3: Massa
- Pen 4: Ontkoppelingscondensator
- Pen 5: Uitgangsspanning positief

Voorbeeld-schakeling

In figuur 6/50.23-7 is de standaardschakeling rond de α1905 getekend. De ingang moet gevoed worden met de gelijkgerichte netspanning.

Let op de ontkoppelcondensator C_{OUT}, die zo dicht mogelijk bij pen 5 moet aangesloten worden!



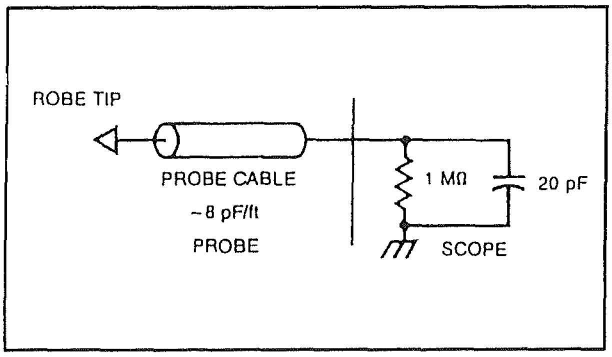
Figuur 6/50.23-7: Standaard-schema rond de α1905.

6/50.24

MAR-6, 130 MHz voorversterker voor actieve HF-meetprobe

Inleiding

Wie een oscilloscoop met een meetprobe aansluit op een testpunt, oefent een belasting uit op dit punt. Een testprobe kan immers voorgesteld worden door een weerstand en een condensator, zie figuur 6/50.24-1. Het gevolg is dat de vorm van de spanning op dat punt in ieder geval gaat veranderen. De condensator vormt, samen met de inwendige weerstand van het testpunt, een laagdoorlaat filter, waardoor de hoge frequenties in het gemeten signaal verzwakt worden.



Figuur 6/50.24-1: Het vervangingsschema van een passieve meetprobe.

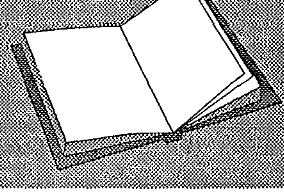
Slechte aanpassing

Een tweede probleem is dat door het meten met een probe er slechte aanpassing kan ontstaan. Ieder punt dat spanning voert moet afgesloten worden met een bepaalde typische impedantie, die er voor zorgt dat er geen signaalreflecties kunnen ontstaan. Dat probleem doet zich niet voor als men in laagfrequent systemen werkt, maar wordt zeer duidelijk merkbaar in snelle digitale of analoge schakelingen. Een punt dat een eigen impedantie van 50 Ω heeft moet worden afgesloten met een belasting die ook een eigen impedantie van 50 Ω heeft. De meeste coaxiale kabels hebben een eigen impedantie van 50 Ω en dus moet z'n kabel aangesloten worden op een punt met een inwendige weerstand van 50Ω. Het zal duidelijk zijn dat de meeste meetpunten niet aan deze voorwaarde voldoen.

Oplossing

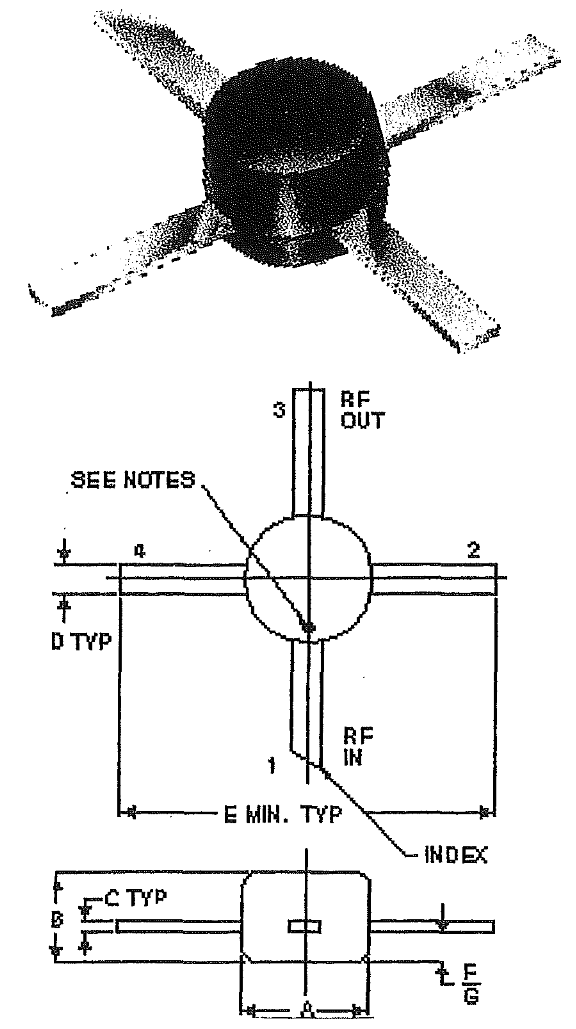
Er is maar één oplossing voor de geschetste problemen en dat is gebruik te maken van een actieve meetprobe. In zo'n probe is, zo dicht mogelijk bij de meetstift, een versterkertje aanwezig. Die versterker moet een zo laag mogelijke capacitieve ingangsbelasting hebben en een eigen uitgangsimpedantie die zo dicht mogelijk

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/8.2.8
Hoofdstuk 4/7.4



50.24 MAR-6, 130 MHz voorversterker voor actieve HF-meetprobe

bij de gebruikte kabelimpedantie ligt. In de meeste gevallen kiest men voor deze laatste waarde 50 Ω.



A	B	C	D	E	F	G	H	J
0.085	0.060	0.008	0.020	0.256	0.012	0.025		
2.160	1.520	0.200	0.510	6.500	0.300	0.640		
K	L	M	N	P	Q	R	S	T

Figuur 6/50.24-2: Behuizing en afmetingen van de MAR-6.

De MAR-6

Het probleem is dat het niet eenvoudig is met discrete componenten een dergelijke versterker samen te stellen. Door de Amerikaanse firma Mini-Circuits is nu echter een geïntegreerde versterker op de markt gebracht, die speciaal ontwikkeld is voor dit doel. De MAR-6, zo heet het IC, heeft een bandbreedte van 2 GHz en een versterking van 10,00. Het IC is ondergebracht in een speciale behuizing, waarvan de afmetingen worden voorgesteld in figuur 6/50.24-2.

Een praktisch schema

Een praktisch schema van een actieve HF-meetprobe rond de MAR-6 is voorgesteld in figuur 6/50.24-3. De schakeling is samengesteld uit een FET-ingangstrap en nadien een versterker rond de MAR-6. De schakeling heeft een volledig vlak verlopende bandbreedte van 130 MHz en een spanningsversterking van exact 10. De uitgangsimpedantie bedraagt 50 Ω en kan dus zonder gevaar van verkeerde aanpassing aangesloten worden op een standaard coaxiale kabel met een eigen impedantie van 50 Ω. De ingangsimpedantie bedraagt 100 kΩ parallel met 5 pF. Deze waarden zijn goed genoeg om in de meeste hoogfrequente analoge schakelingen te kunnen meten.

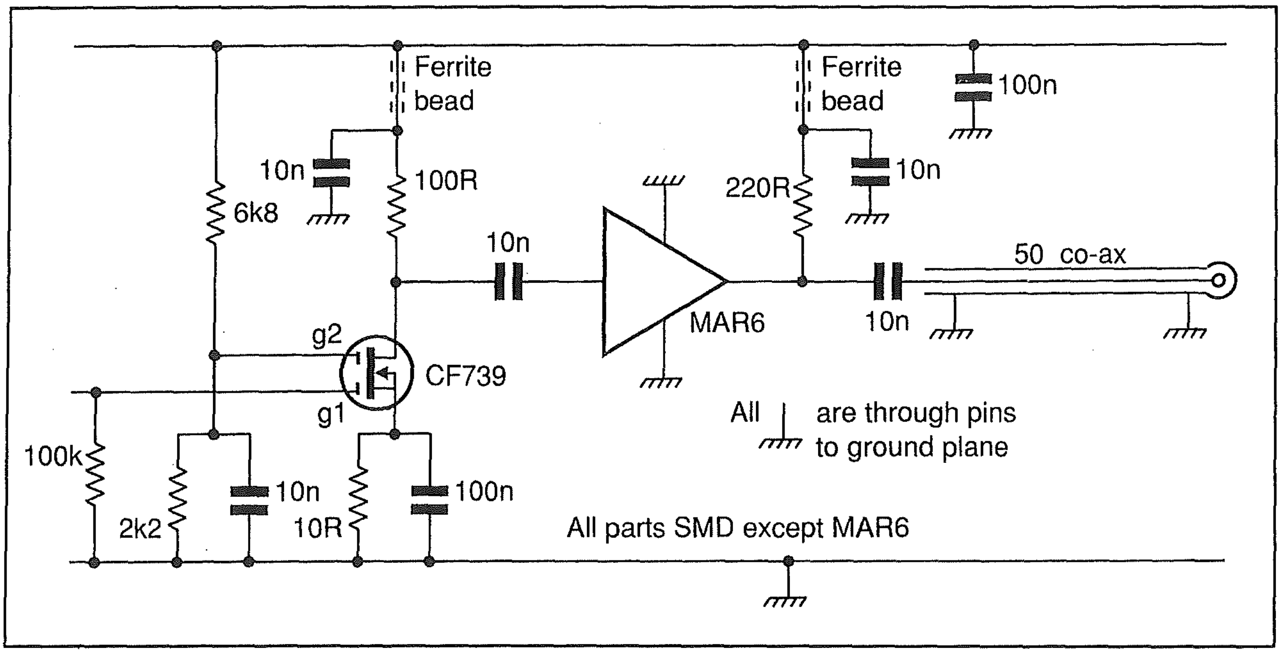
Beperkingen

De schakeling heeft een aantal beperkingen, die het gebruik in HF-schakelingen niet in de weg staan, maar toch even duidelijk vermeld moeten worden.

Op de eerste plaats vereisen de interne schakelingen van de MAR-6 dat zowel de ingang als de uitgang capacitief gekoppeld moeten worden. Dat betekent dus dat men met deze actieve probe geen gelijkspanningen of laagfrequent signalen kan meten!

Op de tweede plaats kan de ingang signalen aan met een maximale top-tot-top waarde van 100 mV.

50.24 MAR-6, 130 MHz voorversterker voor actieve HF-meetprobe

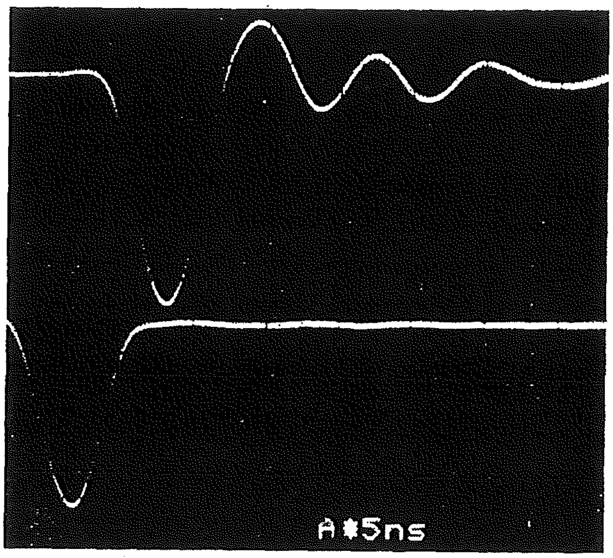


Figuur 6/50.24-3: Een praktische schakeling rond de MAR-6.

Bij het meten aan grotere signalen zal vervorming optreden. Ook dat hoeft geen bezwaar te zijn in HF-schakelingen, waar immers steeds met zeer kleine signalen wordt gewerkt.
Om zo min mogelijk concessies te doen aan de bandbreedte en de lage capacitieve belasting is de FET niet beschermd. Dat betekent dat de meetpen zeer gevoelig is voor statische ladingen, dit ondanks de afsluitweerstand van 100 kΩ!

Prestaties

In figuur 6/50.24-4 wordt een analoog HF-signaal gemeten, boven met een normale passieve probe en onder met de in dit hoofdstuk voorgestelde actieve probe. Commentaar overbodig!



Figuur 6/50.24-4: Vergelijking tussen het meten met een passieve probe *(boven)* en met de actieve probe *(onder)*.

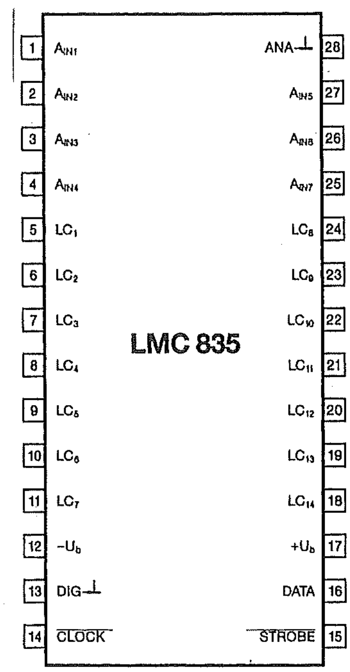
50.24 MAR-6, 130 MHz voorversterker voor actieve HF-meetprobe

6/50.25

LMC835, digitaal programmeerbare equaliser

Inleiding

Equalisers zijn nuttige schakelingen voor de geluidsman of -vrouw, maar nogal moeilijk te bouwen. Er moeten immers vaak tientallen banddoorlaat filters worden ontworpen, die zeer scherp moeten afsnijden en dus nauwkeurige onderdelen vereisen. Nadien moeten al die filters met potentiometers in min of meerdere mate in de terugkoppeling van een operationele versterker worden opgenomen. Ook op dit gebied doet de digitale elektronica haar intrede! Door NatSemi wordt een aantal digitaal te programmeren equalisers aangeboden, waarvan de LMC835 het gemakkelijkst in het gebruik is.



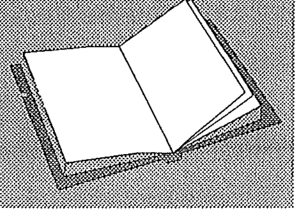
Figuur 6/50.25-1: Aansluitgegevens van de LMC835.

Eigenschappen

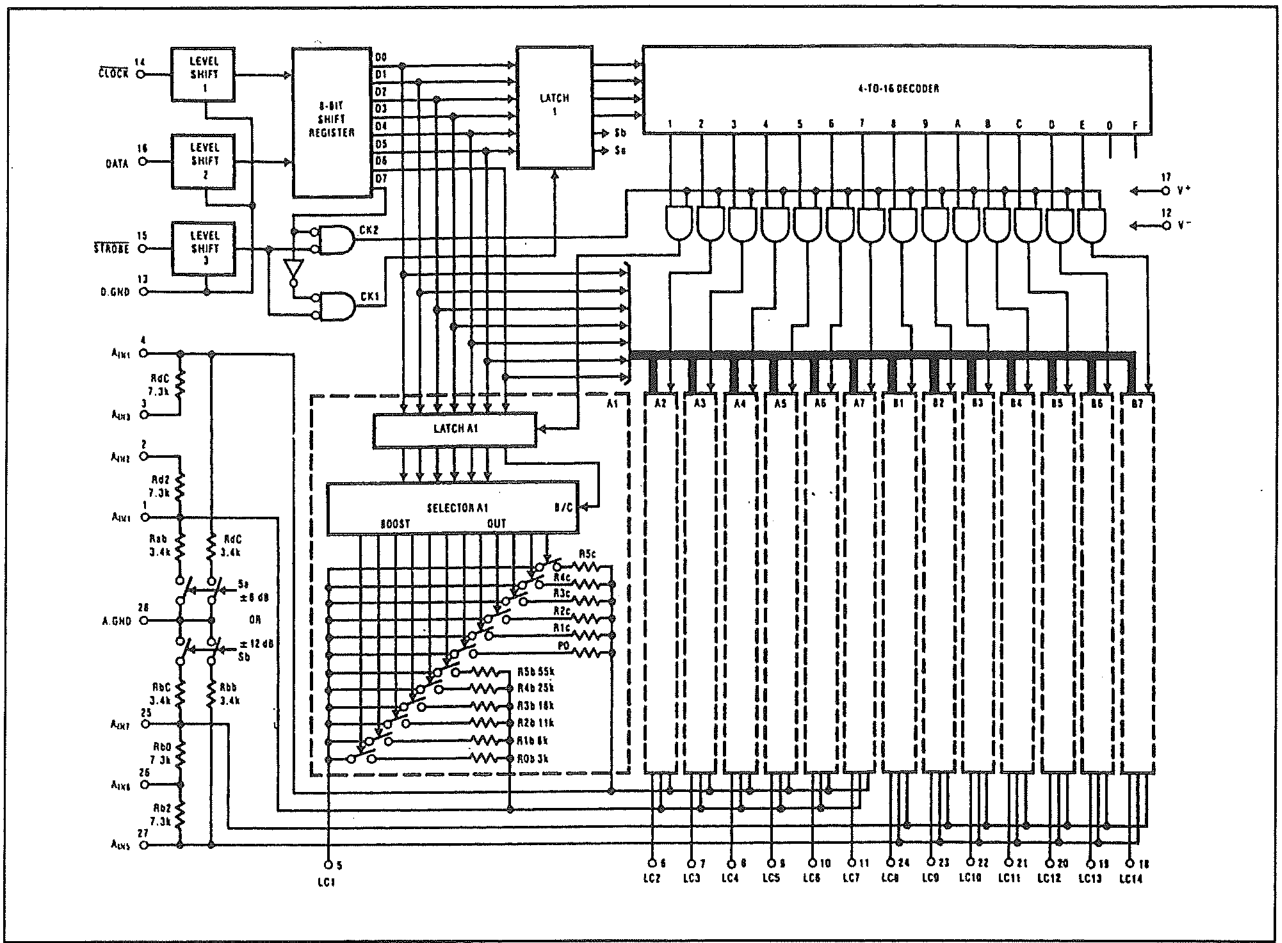
De LMC835 bevat een 2 x 7 banden equaliser en wordt bestuurd door middel van twee 8 bit lange binaire woorden, waarvan het eerste de frequentieband selecteert en het tweede de versterking of verzwakking van deze band instelt. De binaire woorden worden in het IC gedecodeerd en opgeslagen in 14 tussengeheugens.

Deze geheugens besturen ieder 12 elektronische schakelaars, die dunne film weerstanden in de terugkoppeling van de externe banddoorlaat filters schakelen en de versterking of verzwakking van de afzonderlijke kanalen van de equaliser instellen.

LEES OOK:
Hoofdstuk 4/2.7



50.25 LMC835, digitaal programmeerbare equaliser



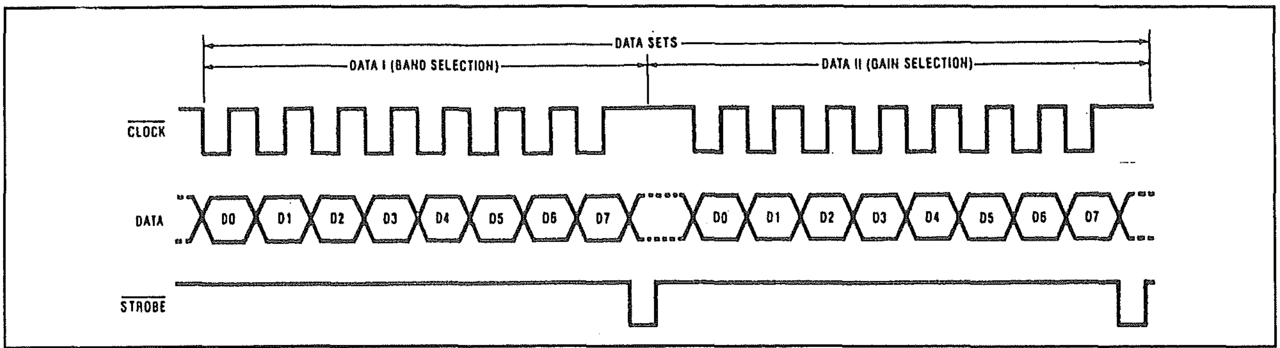
Figuur 6/50.25-2: Intern blokschema van de LMC835.

Het IC beschikt over 2 x 7 kanalen met een regelbereik van 25 stappen per kanaal die een digitaal instelbaar bereik van +/-12 of +/-6 dB overlappen.

Technische gegevens

- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 6/50.25-1
- intern blokschema: figuur 6/50.25-2
- voedingsspanning: +/-7,5 V max.
- analoge gegevens
  - analoge ingangsspanning: +/-U_b max.
  - afwijking van de digitaal gecodeerde versterking:
    +/-12 dB bereik, lineaire code: 0,5 dB
    +/-12 dB bereik, +/-9 dB code: 1,3 dB max.
    +/-6 dB bereik, lineaire code: 1 dB max
  - harmonische vervorming:
    lineaire code, 4 V_{eff} in: 0,0015 %
    +/-12 dB code, 4 V_{eff} in: 0,5 %
  - uitgangsspanning: 5 V_{eff} max.
  - signaal/ruis verhouding: 116 dB
- digitale gegevens
  - 'H'-niveau: 2,5 V min.
  - 'L'-niveau: 0,4 V max.
  - max. spanning: +Ub
  - klokfrequentie: 500 kHz max.
  - pulsbreedte: 1 µs min.
  - ingangsstroom: 1 µA max.
  - insteltijd: 1 µs max.

50.25 LMC835, digitaal programmeerbare equaliser



Figuur 6/50.25-3: Tijdrelatie tussen de klok, de seriële databits en de strobe.

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	(Ch A: Band 1 ~ 7, Ch B: Band 8 ~ 14)
H	X	L	L	L	L	L	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, No Band Selection
H	X	L	L	L	L	L	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 1
H	X	L	L	L	L	H	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 2
H	X	L	L	L	L	H	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 3
H	X	L	L	L	H	L	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 4
H	X	L	L	L	H	L	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 5
H	X	L	L	L	H	H	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 6
H	X	L	L	L	H	H	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 7
H	X	L	L	H	L	L	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 8
H	X	L	L	H	L	L	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 9
H	X	L	L	H	L	H	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 10
H	X	L	L	H	L	H	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 11
H	X	L	L	H	H	L	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 12
H	X	L	L	H	H	L	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 13
H	X	L	L	H	H	H	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 14
H	X	L	L	H	H	H	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, No Band Selection
H	X	L	H	Valid Binary Input				Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 6 dB Range, Band 1 ~ 14
H	X	H	L	Valid Binary Input				Ch A ± 6 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 1 ~ 14
H	X	H	H	Valid Binary Input				Ch A ± 6 dB Range, Ch B ± 6 dB Range, Band 1 ~ 14
↑ ①	↑ ②	↑ ③	↑ ④	← Band Code →				

① DATA 1
② Don't Care
③ Ch A ±6 dB/ ±12 dB Range
④ Ch B ±6 dB/ ±12 dB Range

Figuur 6/50.25-4: De samenstelling van het eerste datawoord bepaalt welk kanaal zal worden geprogrammeerd door het tweede woord en welke eigenschappen dit kanaal zal hebben.

Digitale programmering

Het IC heeft slechts drie digitale ingangen: een klok, een data en een strobe. De kanaal- en versterkingdata worden op het ritme van de klok ingelezen als twee acht bit lange seriële woorden.

50.25 LMC835, digitaal programmeerbare equaliser

Een strobe-puls sluit ieder woord af. De tijdrelatie tussen deze pulsen volgt uit figuur 6/50.25-3. Het eerste woord selecteert de band en stelt de bandkarakteristieken in. Figuur 6/50.25-4 geeft een overzicht van de samenstelling van het eerste woord. Het tweede woord stelt de versterking of verzwakking in van de band die met het eerste woord werd geprogrammeerd. Figuur 6/50.25-5 geeft een overzicht van de samenstelling van dit tweede woord. De dB-waarden gelden als het bereik met het eerste woord op +/-12 dB werd ingesteld. Voor +/-6 dB moeten de waarden door 2 gedeeld worden.

Woordgenerator

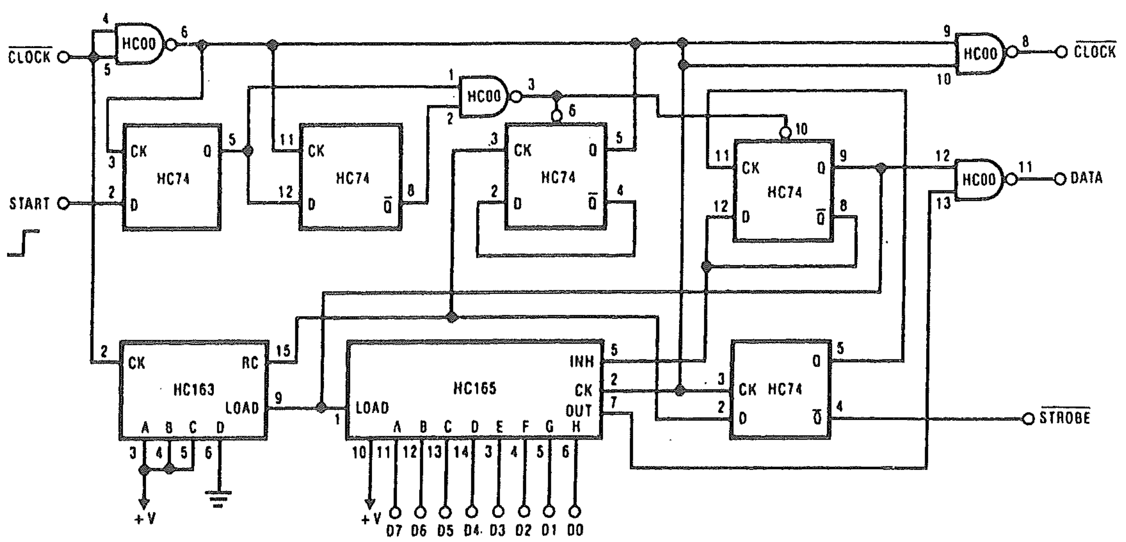
De seriële data kunnen door een microprocessor geleverd worden. Het is echter ook mogelijk de data parallel in te lezen door de drie binaire ingangen te sturen uit de woordgenerator van figuur 6/50.25-6. Een positieve puls op de START zet de parallel op D0 tot en met D7 ingestelde data om in een serieel woord en levert de klok-, data- en strobepulsen voor het IC.

	DATA II (Gain Selection)							
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Flat	L	X	L	L	L	L	L	L
1 dB Boost	L	H	H	L	L	L	L	L
2 dB Boost	L	H	L	H	L	L	L	L
3 dB Boost	L	H	L	L	H	L	L	L
4 dB Boost	L	H	L	L	L	H	L	L
5 dB Boost	L	H	L	L	L	L	H	L
6 dB Boost	L	H	L	H	L	L	H	L
7 dB Boost	L	H	H	L	H	L	H	L
8 dB Boost	L	H	L	H	L	H	H	L
9 dB Boost	L	H	L	L	L	L	L	H
10 dB Boost	L	H	H	L	H	L	L	H
11 dB Boost	L	H	H	L	H	H	L	H
12 dB Boost	L	H	H	L	H	H	H	H
1 dB ~ 12 dB Cut	L	L	Valid Above Input					
	↑ ⑤	↑ ④	← Gain Code →					

⑤ DATA II

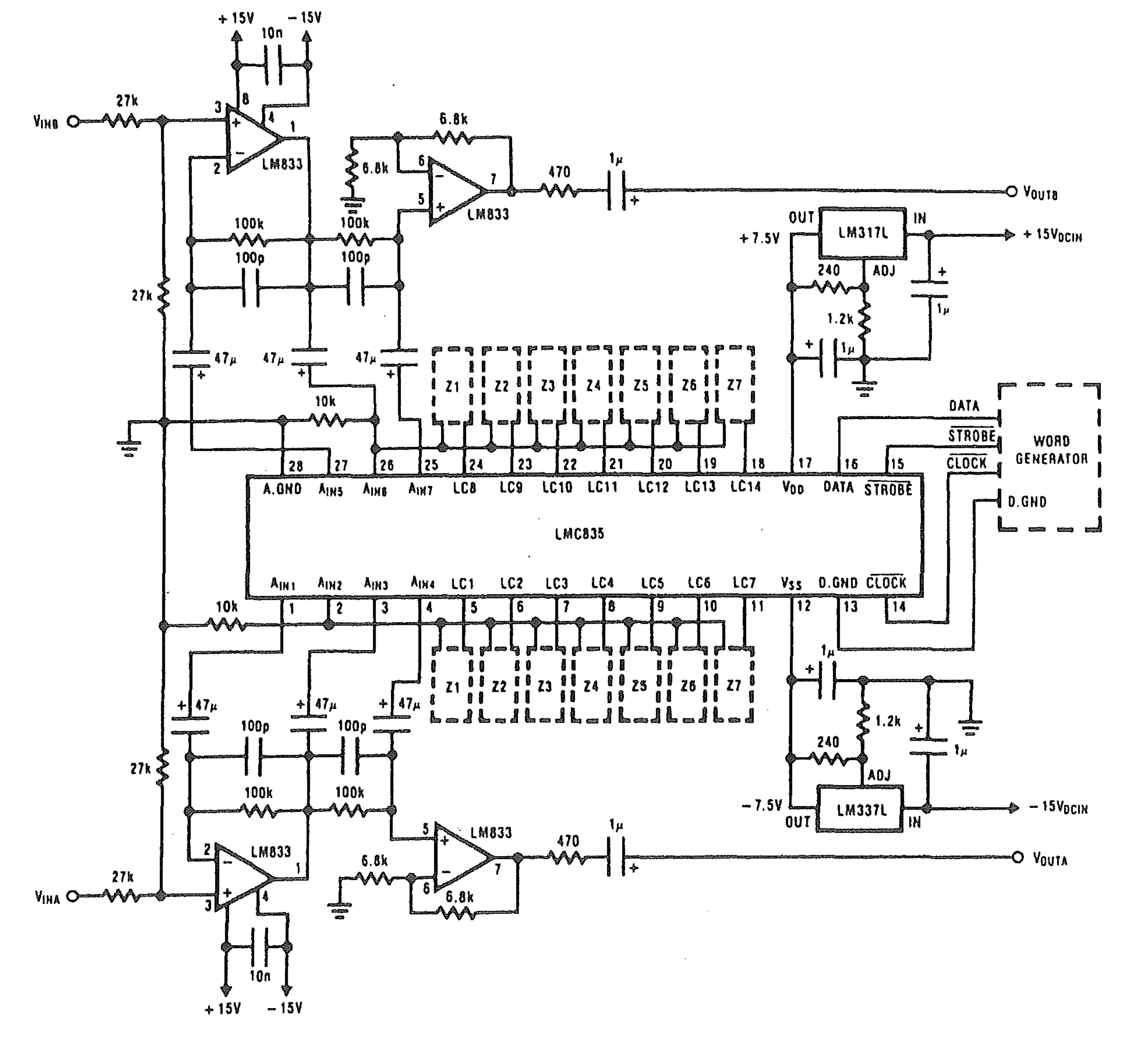
④ Boost/Cut

Figuur 6/50.25-5: Samenstelling van het tweede woord dat de verzwakking of versterking van het kanaal bepaalt.



Figuur 6/50.25-6: Schakeling voor een woordgenerator, waarmee men parallelle informatie kan omzetten in de drie besturingssignalen klok, data en strobe.

50.25 LMC835, digitaal programmeerbare equaliser



Figuur 6/50.25-7: Praktisch schema van een stereo equaliser met 2 x 7 frequentiebanden.

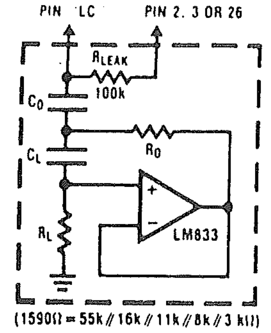
Eerste voorbeeldschakeling

Figuur 6/50.25-7 geeft het standaardschema van een stereo-equaliser met 2 x 7 banden. De in het IC aanwezige elektronische schakelaars zijn van het CMOS-type en hebben een kleine lekstroom van ongeveer 50 nA.

Deze stromen kunnen condensatoren in de filterschakelingen opladen, waardoor bij het instellen van een nieuwe code spikes kunnen ontstaan, die hoorbaar zijn. Vandaar dat het wordt aanbevolen lekweerstanden van 100 kΩ te schakelen tussen de pennen 5 - 11 en pen 3 en tussen de pennen 18 - 24 en pen 26. Deze zijn echter alleen noodzakelijk als de toegepaste resonantiekringen een capacitieve ingang hebben.

50.25 LMC835, digitaal programmeerbare equaliser

$Q_0 = 3.5$, $Q_{12dB} = 1.05$					
Z1	f_0 (Hz)	C_0 (F)	C_L (F)	R_L (Ω)	R_0 (Ω)
Z1	63	1μ	0.1μ	100k	680
Z2	160	0.47μ	0.033μ	100k	680
Z3	400	0.15μ	0.015μ	100k	680
Z4	1k	0.068μ	0.0068μ	82k	680
Z5	2.5k	0.022μ	0.0033μ	82k	680
Z6	6.3k	0.01μ	0.0015μ	62k	680
Z7	16k	0.0047μ	680p	47k	680



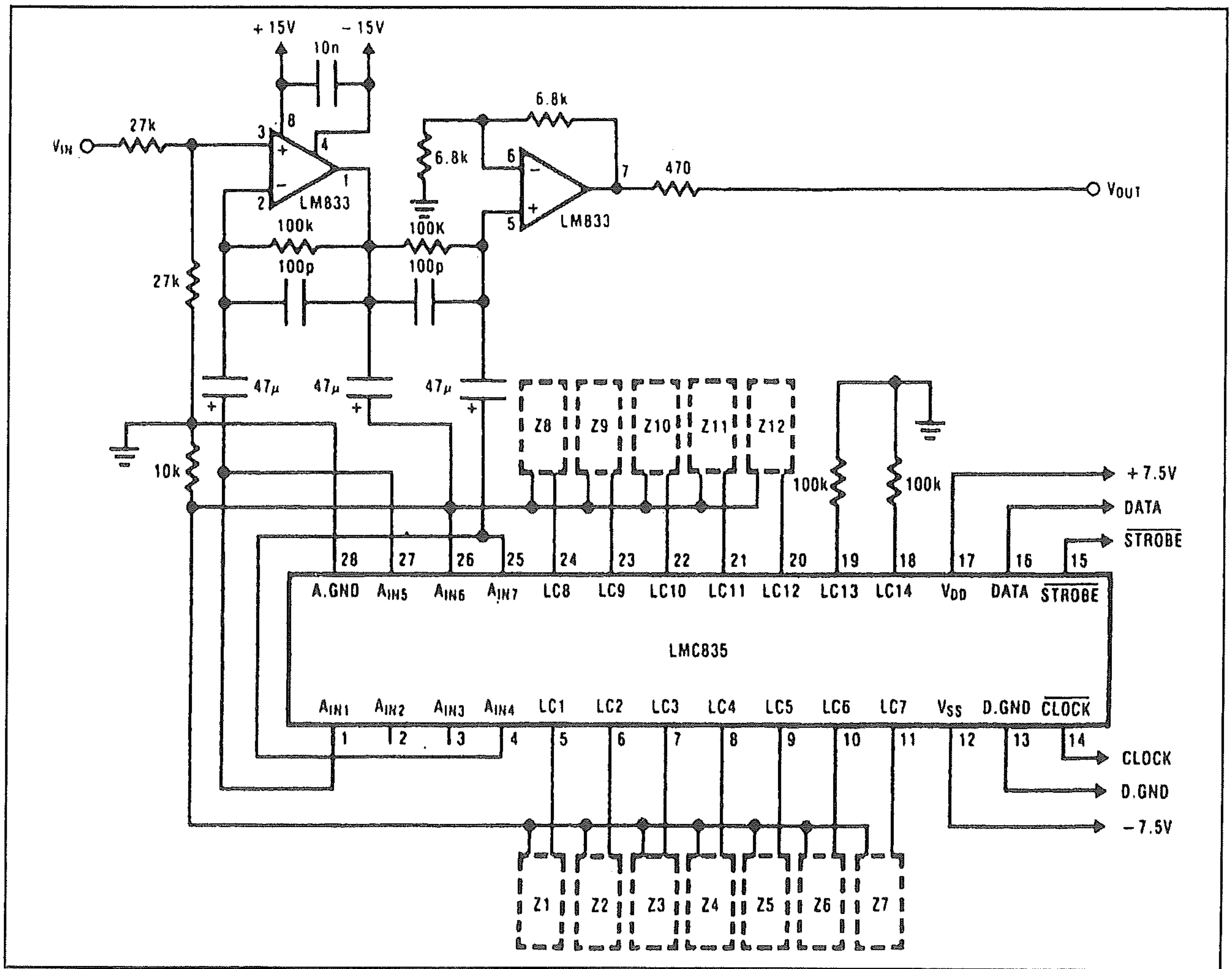
$$L_0 = C_L R_L R_0$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$$

$$Q_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0 R_0^2}}$$

$$Q_{12\,dB} = \frac{R_0 Q_0}{R_0 + 1590}$$

Figuur 6/50.25-8: Schema en onderdelenwaarden van de bandfilters die de bandfrequenties definiëren.



Figuur 6/50.25-9: Een schema van een monofone 12-kanaals equaliser.

50.25 LMC835, digitaal programmeerbare equaliser

De inhoud van de met Z1 benoemde blokjes is afhankelijk van de eigenschappen die men aan de equaliser wil geven. Figuur 6/50.25-8 geeft de invulling voor de voorbeeldschakeling van figuur 6/50.25-7 en de componentenwaarden voor frequentiebanden rond 63 Hz, 160 Hz, 400 Hz, 1 kHz, 2,5 kHz, 6,3 kHz en 16 kHz.

Tweede voorbeeldschakeling

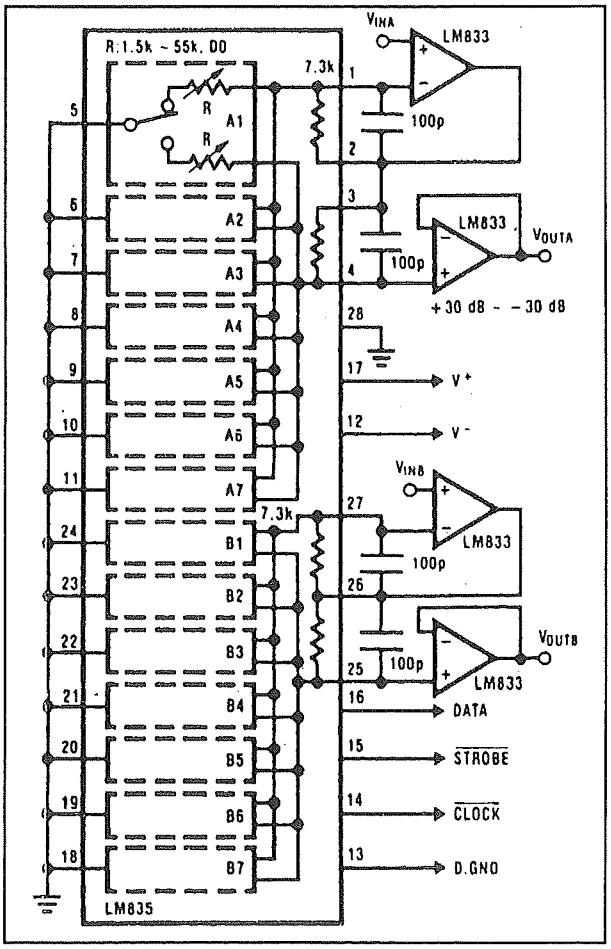
In figuur 6/50.25-9 wordt een monofone 12 band equaliser gegeven, waarbij gebruik wordt gemaakt van de resonatoren van figuur 6/50.25-8. De waarde van de componenten volgt uit figuur 6/50.25-10.

$Q_0 = 4.7, Q_{12\,dB} = 1.4$					
	f_0 (Hz)	C_0 (F)	C_L (F)	R_L (Ω)	R_0 (Ω)
Z1	16	3.3μ	0.47μ	100k	680
Z2	31.5	15μ	0.22μ	110k	680
Z3	63	1μ	0.1μ	100k	680
Z4	125	0.39μ	0.068μ	91k	680
Z5	250	0.22μ	0.033μ	82k	680
Z6	500	0.1μ	0.015μ	100k	680
Z7	1k	0.047μ	0.01μ	82k	680
Z8	2k	0.022μ	0.0047μ	91k	680
Z9	4k	0.01μ	0.0022μ	110k	680
Z10	8k	0.0068μ	0.001μ	82k	680
Z11	16k	0.0033μ	680p	62k	680
Z12	32k	0.0015μ	470p	68k	510

Figuur 6/50.25-10: Waarde van de onderdelen voor de resonator van figuur 6/50.25-9 bij samenstelling van een 1 x 12 kanaals-equaliser.

Derde voorbeeldschakeling

Uiteraard kan men een IC als de LMC835 ook nog voor andere toepassingen gebruiken. Zo wordt in figuur 6/50.25-11 het schema gegeven van een digitaal programmeerbare stereo voorversterker met een bereik van -30 tot +30 dB. De digitaal instelbare weerstanden worden nu niet gebruikt voor het inschakelen van filters, maar vormen met zijn allen een elektronische potentiometer.

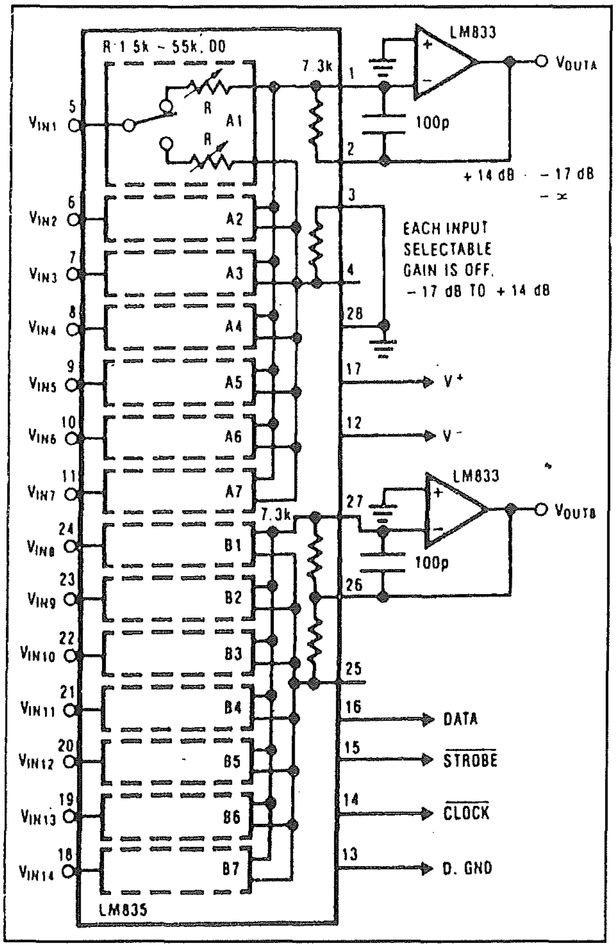


Figuur 6/50.25-11: Het schema van een digitaal programmeerbare stereo voorversterker.

Vierde voorbeeldschakeling

In figuur 6/50.25-12 is een andere toepassing gegeven waarvoor men dit IC kan inzetten. De hier getekende stereo bronselector heeft 2 x 7 ingangen en 2 x 1 uitgangen. Vanwege de genoemde spikes die ontstaan door de lekstromen van de elektronische schakelaars moet men de ingangsniveau's eerst tot een waarde van ongeveer 1 V_{eff} opvoeren alvorens deze aan de LMC835 aan te bieden.

50.25 LMC835, digitaal programmeerbare equaliser



Figuur 6/50.25-12: Een ingangsselector voor stereofonische bronnen die digitaal programmeerbaar is.

De versterking van iedere ingang is digitaal programmeerbaar tussen -17 en +14 dB.

6/50.26

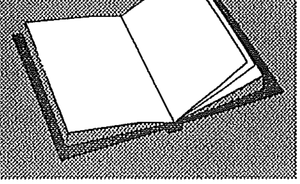
LM3909, U175M en U176M, LED-flashers

Inleiding
LED's zijn ideale onderdelen als knipperende attentielampjes. Immers, een LED verbruikt weinig stroom en het gemiddeld stroomverbruik daalt bovendien dramatisch als de LED knipperend wordt aangestuurd. In de knipperende aansturing kan men bovendien een vrij hoge piekstroom door de LED sturen, zodat de lichtopbrengst heel hoog is. De levensduur van een LED is hoog, zeker vergeleken met gloeilampjes die intermitterend worden aangestuurd.
Het enige probleem is het ontwerpen van de schakeling die de LED knipperend aanstuurt. Diverse IC-fabrikanten hebben dit probleem onderkend en speciale schakelingen op de markt gebracht, die deze taak uit de handen van de ontwerper nemen. NatSemi levert de LM3909, Telefunken had de U175M en de U176 in de aanbieding. Zeker deze laatste IC's zijn heel erg leuk, maar men zal een behoorlijk uitgebreide zoektocht moeten organiseren om deze schakelingen nog te vinden.

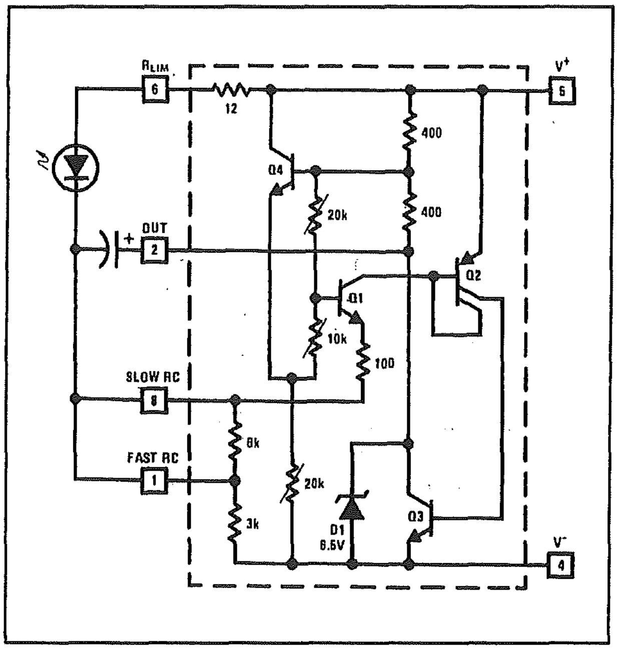
De LM3909 van NatSemi
De LM3909 bevat een astabiele multivibrator die speciaal werd ontwikkeld voor het aan en uit laten gaan van een LED. De schakeling heeft slechts één externe condensator nodig die de frequentie bepaalt en kan werken vanaf een voedingsspanning van +1,15 V. Interne stroombegrenzing voor de LED maakt een voorschakelweerstand overbodig.
Een kort overzicht van de technische gegevens:
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 6/50.26-1
- intern schema: figuur 6/50.26-1
- voedingsspanning:
  +6,0 V maximaal, +1,15 V minimaal
- eigen stroomverbruik: 0,75 mA
- LED-stroom: 45 mA max.
- frequentie: afhankelijk van externe condensator
- puls-breedte: 6,0 ms

De frequentie van het uitgangssignaal is afhankelijk van de externe condensator en bedraagt ongeveer 1,0 Hz bij een condensator van 300 µF en ongeveer 1,1 kHz bij een condensator van 300 nF. In het laatste geval lijkt het of de LED continu brandt, maar door de pulsbesturing zal het stroomverbruik toch minimaal zijn.

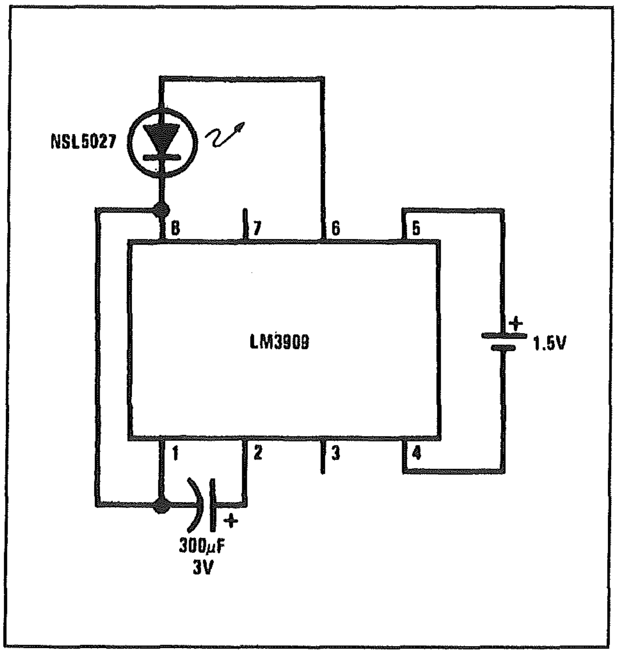
LEES OOK:
Hoofdstuk 4/9.3
Hoofdstuk 6/6.9



50.26 LM3909, U175M en U176M, LED-flashers

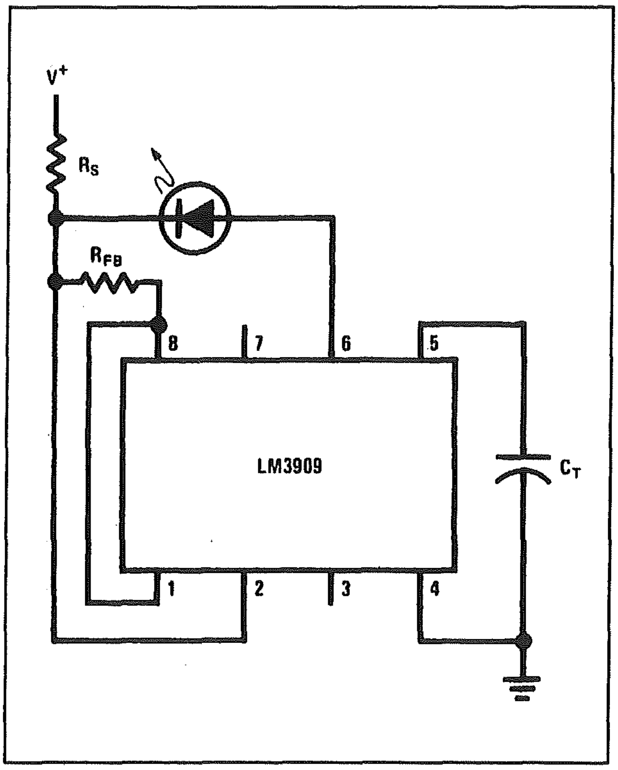


Figuur 6/50.26-1: Het intern schema van de LM3909.



Figuur 6/50.26-2: De eenvoudigste uitvoering van een LED-flasher rond de LM3909.

In figuur 6/50.26-2 is een schema getekend van een zeer weinig stroom verbruikende flasher voor batterijvoeding van 1,5 V. De gemiddelde stroom bedraagt slechts 0,6 mA, hetgeen bij voeding uit een AA batterij overeen komt met een werkingsduur van 6 maanden en met voeding uit een type D Alkaline batterij met een werkingsduur van zelfs 2,6 jaar. De frequentie bedraagt ongeveer 1 Hz.

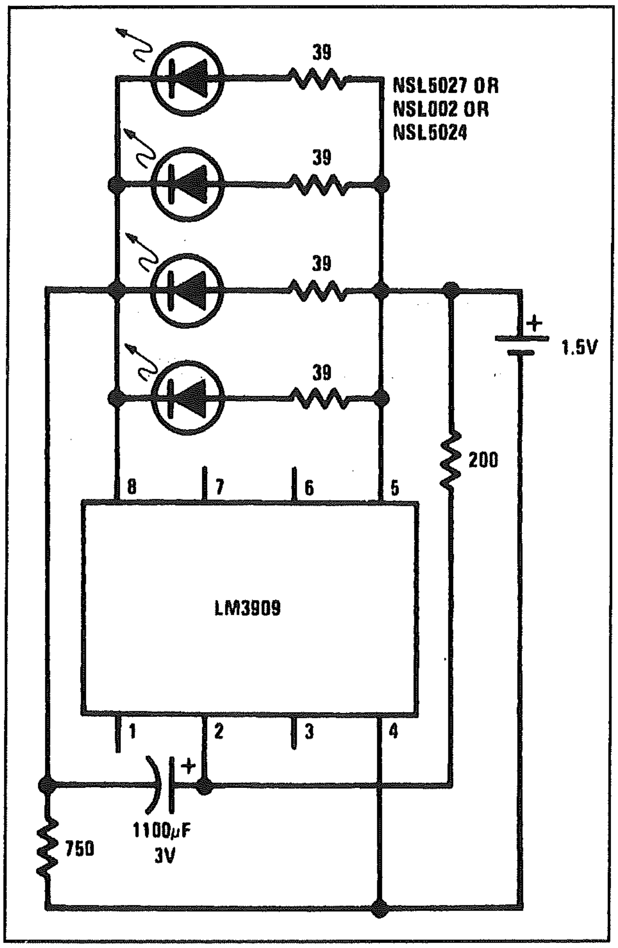


Figuur 6/50.26-3: Het voeden van de LM3909 uit hoge spanningen.

In figuur 6/50.26-3 wordt de basisschakeling uitgebreid naar voedingsspanningen tot +200 V. De waarde van de weerstand R_S is afhankelijk van de voedingsspanning:
- 5 V - 25 V: 1 kΩ;
- 13 V - 50 V: 3,9 kΩ
- 85 V - 200 V: 43 kΩ.

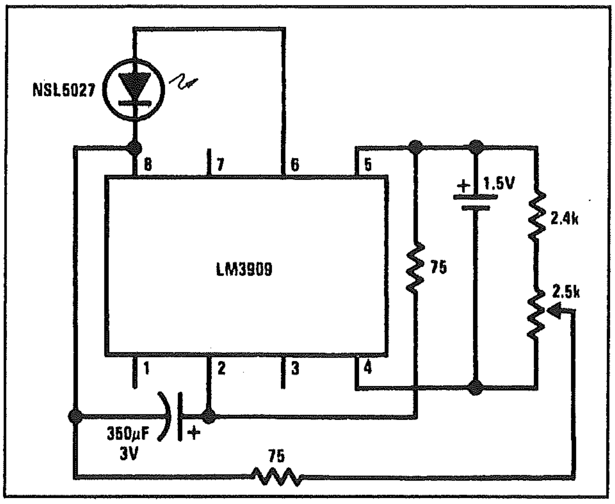
In het laatste geval moet een 1 W weerstand worden toegepast.

50.26 LM3909, U175M en U176M, LED-flashers



Figuur 6/50.26-4: Het voeden van diverse LED's uit één LM3909.

In figuur 6/50.26-5 is een schakeling getekend waarbij de knipperfrequentie instelbaar is tussen 0 Hz en 20 Hz door middel van de potentiometer van 2,5 kΩ.



Figuur 6/50.26-5: Het instellen met een potentiometer van de knipperfrequentie tussen 0 Hz en 20 Hz.

De waarde van R_{FB} varieert tussen 1,5 kΩ voor lage voedingsspanningen tot 1 kΩ voor hoge spanningen. Ook nu is de frequentie afhankelijk van de waarde van de condensator.

Met figuur 6/50.26-4 kan men volgens het getekende schema diverse parallel geschakelde LED's sturen. Dit is een handige schakeling als men bijvoorbeeld in een lange gang een aantal drukknoppen voor de semi-automatische verlichting heeft gemonteerd. Koop drukknoppen met ingebouwde LED. In de absolute duisternis ziet men dan de plaats van de drukknoppen door de knipperende LED's.

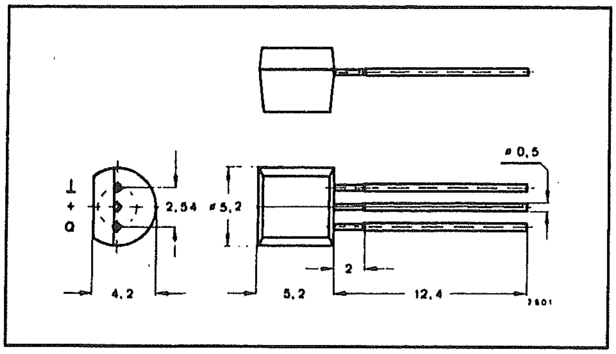
De U175M en U176M van Telefunken

Deze IC's zijn impulsgeneratoren in driepoot behuizing, waarbij de frequentie door de interne structuur en de voedingsspanning wordt bepaald. De uitgang kan rechtstreeks een LED sturen, maar bijvoorbeeld ook de basis van een schakeltransistor. Er zijn dus géén externe onderdelen noodzakelijk!

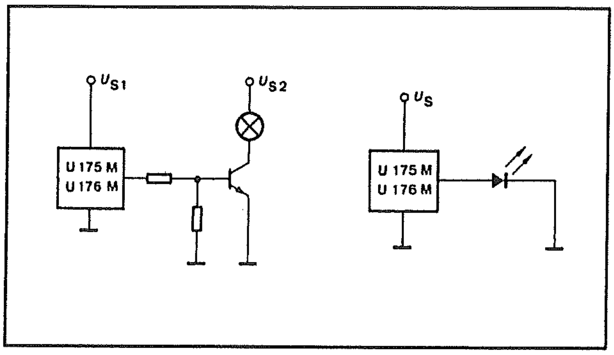
De voornaamste technische gegevens op een rijtje:

- behuizing: TO-92
- aansluitgegevens: figuur 6/50.26-6
- voedingsspanning:
  +13,2 V maximaal, +4,8 V minimaal
- uitgangsspanning:
  +10,8 V maximaal, +2,2 V minimaal
- uitgangsstroom: 10 mA maximaal
- frequentie-afwijking: 0,3 Hz/V

50.26 LM3909, U175M en U176M, LED-flashers



Figuur 6/50.26-6: Behuizing en aansluitgegevens van de Telefunken IC's.



Figuur 6/50.26-7: Voorbeeldschakelingen rond de Telefunken IC's.

De uitgangsfrequentie is afhankelijk van het type en van de voedingsspanning:

- U175M:
  - voeding +5V: 1,3 Hz - 5,2 Hz
  - voeding +12 V: 5 Hz
- U176M:
  - voeding +5V: 0,3 Hz - 1,3 Hz
  - voeding +12 V: 1,25 Hz

Figuur 6/50.26-7 geeft het schema voor rechtstreekse LED-besturing en voor sturing via een transistortrap.